卓越工程师培养计划·电子技术

集成运算放大器及其应用

杜树春　编著

電子工業出版社
Publishing House of Electronics Industry
北京·BEIJING

内 容 简 介

本书以实例讲解的形式，全面、系统地介绍了集成运算放大器及其应用。本书主要内容包括集成运算放大器基础知识、由运算放大器构成的信号放大电路、仪表放大器、由运算放大器构成的模拟信号运算电路、有源滤波电路、电压比较器、波形发生电路、信号转换电路、在集成运算放大器使用中的限幅电路、电流反馈运算放大器、参考电压芯片的应用。书中介绍了 100 多个集成运算放大器应用电路经典实例，每个实例不仅介绍了电路原理，还给出了相应的 Proteus 调试结果。

本书内容通俗易懂，实用性强，既适合初学者自学使用，也可供相关专业的工程技术人员阅读参考，还可作为高等学校相关专业的教学用书。

未经许可，不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。
版权所有，侵权必究。

图书在版编目（CIP）数据

集成运算放大器及其应用 / 杜树春编著. —北京：电子工业出版社，2018.10
（卓越工程师培养计划）
ISBN 978-7-121-35048-1

Ⅰ. ①集… Ⅱ. ①杜… Ⅲ. ①集成电路－运算放大器－电路设计 Ⅳ. ①TN722.7

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2018）第 214089 号

策划编辑：张 剑（zhang@phei.com.cn）
责任编辑：夏平飞
印 刷：
装 订：
出版发行：电子工业出版社
北京市海淀区万寿路 173 信箱 邮编 100036
开 本：787×1 092 1/16 印张：15 字数：384 千字
版 次：2018 年 10 月第 1 版
印 次：2018 年 10 月第 1 次印刷
定 价：58.00 元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题，请向购买书店调换。若书店售缺，请与本社发行部联系，联系及邮购电话：（010）88254888，88258888。

质量投诉请发邮件至 zlts@phei.com.cn，盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

本书咨询联系方式：zhang@phei.com.cn。

前　言

什么是运算放大器？顾名思义，运算放大器就是具有“放大”和“运算”功能的电子器件。其实，运算放大器加上由电阻、电容等元件组成的外围电路，除了能实现“放大”和“运算”功能外，还可以实现各种各样的电路功能。集成运算放大器就是做成集成电路器件的运算放大器，广泛应用于电子测量、自动控制、通信、计算机等多个领域。

本书由大量的集成运算放大器应用电路经典实例组成，对于大多数实用电路，既有电路原理图，也有对应的 Proteus 调试图，还有反映调试结果的各种图表。

本书最大特色是采用 Proteus 仿真和调试软件分析每一个实例。这种分析方法比传统的调试方法优越得多：传统方法是在要调试某一电路之前先要画出电路原理图，购买所需元器件，根据电路图把元器件焊接起来（或插在面包板上），然后用示波器、高低频信号发生器、频率仪和万用表等电子仪器配合调试。

新方法的开发步骤是：首先在计算机上用仿真软件画好电路原理图；其次在计算机上用仿真软件调试，直至调试完成；然后购买元器件、焊接、再次调试……这样就可大大加快开发进度，降低开发成本。

为了便于读者阅读，特提供本书范例下载资源，请访问http://yydz.phei.com.cn，到“资源下载”栏目下载。本书范例下载资源的内容是以书中章节为单位的，在每一章（指第 1 章到第 11 章）下都有一个章文件夹，每章下面有（例 N.1）、（例 N.2）……例文件夹，例文件夹内是这个例子的名称，打开名称文件夹，又有多个文件。其中，扩展名为“pdsprj”的文件是 Proteus 仿真原理图文件。在计算机已安装 Proteus 软件的前提下，双击具有“pdsprj”扩展名的文件就可进入显示电路原理图画面，也就是 Protues 的调试状态，此时就可以进行仿真和调试了。书中的所有例子都已在 Proteus 环境下调试通过，读者既可以原封不动地运行，也可以用代替法替换其中的部分或全部元件及其参数，边改边试。在本书范例下载资源中，还包括 Protues 8.0 软件用法和全书例题索引等内容。

书中，公式的推导较少，大都是只取其结论。对公式推导感兴趣的读者可查阅书末的参考文献。本书的侧重点是各种应用电路原理图的绘制及电路的调试、测试、仿真，并将测试结果与理论计算值进行比较，以使读者花最少的时间掌握各类运算放大器经典电路的使用方法。

书中，Protues 软件是调试电路的工具。在用 Protues 软件画的电路原理图中，电容的单位 μF、nF、pF 分别写为 u、n、p；电阻的单位是 kΩ、MΩ时，对应的表示法是 k 和 M；当电阻的单位是Ω时，只用纯数字表示，如 100，就表示 100Ω。用 Protues 软件画的电路原理图中，符号不能使用下标，如 R_F，只能写为 RF。

本书所用 Proteus 的版本是 8.0，书中的所有实例都是在 Proteus 8.0 下调试通过的。对于初次接触 Proteus 软件的读者，在阅读本书正文之前，建议先熟悉一下 Protues 8.0 软件的

用法。

目前，一般的工科院校中电子、计算机、通信、机电等专业都开有“模拟电子技术”课程，集成运算放大器是“模拟电子技术”课程的重要组成部分。本书可作为学生学习“模拟电子技术”这门课程的辅助教材。

本书适合三部分人阅读或参考：一是学习模拟电子技术的在校学生；二是和电子专业有关的广大工程技术人员；三是广大电子科技爱好者。

本书的另一特点是通俗易懂，实用性强，既适合初学者，也适合有一定电子技术基础的爱好者及专业技术人员。

在图书编写过程中，参考了许多国内外的优秀教材，这些已列在书末的参考文献中，同时也得到了电子工业出版社的指导和帮助。在此，向以上单位和个人表示衷心感谢。

由于编著者水平有限且时间仓促，书中难免存在缺点和疏漏，恳请读者批评指正。

编 著 者

目　录

第 1 章　集成运算放大器基础知识……1
1.1　放大器的概念……1
1.2　电压模式集成运算放大器的主要参数……2
1.3　集成运算放大器的分类……3
1.4　通用型集成运算放大器……4
1.5　专用型集成运算放大器……5
1.6　集成运算放大器的理想化条件……5
1.7　集成运算放大器的电压传输特性……5
1.8　理想集成运算放大器的性能测试……6
1.9　放大电路的频率响应及波特图……8
1.10　实际集成运算放大器的性能测试……9
1.11　集成运算放大器在实际使用中应注意的问题……10
第 2 章　由运算放大器构成的信号放大电路……13
2.1　基本放大电路……13
2.2　反相输入放大电路……14
2.2.1　反相输入放大基本电路……14
2.2.2　反相输入放大电路的性能扩展……14
2.2.3　反相输入放大电路的应用实例……16
2.3　同相输入放大电路……19
2.3.1　同相输入放大基本电路……19
2.3.2　电压跟随器……20
2.3.3　可编程增益放大器……20
2.3.4　同相输入放大器的堵塞现象及其预防……21
2.3.5　同相输入放大电路应用实例……22
2.4　差分输入放大电路……27
2.4.1　差分输入放大基本电路……27
2.4.2　高输入电阻的差分输入放大电路……27
2.4.3　高共模输入的差分输入放大电路……29
2.4.4　差分输入放大电路应用实例……29
第 3 章　仪表放大器……33
3.1　仪表放大器的定义……33

3.2 由运算放大器构成的仪表放大器……34
3.2.1 由双运算放大器构成的仪表放大器……34
3.2.2 由三运算放大器构成的仪表放大器……35
3.3 集成仪表放大器……37
3.3.1 低价、低功耗仪表放大器 AD620……37
3.3.2 低漂移、低功耗仪表放大器 AD621……40
3.3.3 低成本仪表放大器 AD622……41
3.3.4 精密仪表放大器 AD624……42
3.3.5 单电源满摆幅仪表放大器 MAX4460-62……45
3.3.6 轨对轨仪表放大器 LTC2053……48
第 4 章 由运算放大器构成的模拟信号运算电路……51
4.1 比例运算电路……51
4.2 加减运算电路……51
4.2.1 求和运算电路……52
4.2.2 加减运算电路……53
4.2.3 组合加减运算电路……53
4.2.4 求和及加减运算电路应用实例……54
4.3 积分运算电路和微分运算电路……57
4.3.1 积分运算电路……57
4.3.2 微分运算电路……59
4.3.3 微积分运算电路应用实例……60
4.4 对数运算和指数运算电路……63
4.4.1 对数运算电路……63
4.4.2 指数（或反对数）运算电路……66
4.4.3 对数和指数运算电路应用实例……67
第 5 章 有源滤波电路……72
5.1 有源滤波电路的基本性能和结构……72
5.2 有源低通滤波电路……76
5.2.1 一阶有源低通滤波电路……76
5.2.2 二阶有源低通滤波电路……79
5.3 有源高通滤波电路……86
5.3.1 一阶有源高通滤波电路……86
5.3.2 二阶有源高通滤波电路……89
5.4 有源带通滤波电路……94
5.4.1 一阶有源带通滤波电路……94
5.4.2 二阶有源带通滤波电路……96
5.5 有源带阻滤波电路……101
5.5.1 Ⅲ型有源带阻滤波电路……102
5.5.2 II 型二阶带通与加法器构成带阻滤波电路……104

5.6　全通滤波电路……106
5.7　状态变量滤波电路和集成通用有源滤波电路……108
5.7.1　状态变量滤波电路……108
5.7.2　集成通用有源滤波电路……116
第 6 章　电压比较器……117
6.1　电压比较器介绍……118
6.1.1　单（门）限电压比较器……118
6.1.2　双（门）限电压比较器……122
6.1.3　迟滞比较器……126
6.2　电压比较器应用……128
6.2.1　单（门）限电压比较器……128
6.2.2　双（门）限电压比较器……132
6.2.3　迟滞比较器……137
6.3　集成电压比较器……140
6.3.1　集成电压比较器 LM2901……140
6.3.2　单双电源、低功耗、超快、精密 TTL 比较器 MAX913……141
6.3.3　超低功耗、单双电源电压比较器 MAX921……142
6.3.4　低成本、低功耗电压比较器 MAX9203……143
第 7 章　波形发生电路……146
7.1　正弦波发生电路……146
7.1.1　反馈式正弦波发生器……146
7.1.2　积分式正弦波发生器……150
7.1.3　由方波或三角波经低通滤波后形成的正弦波……154
7.2　非正弦波发生电路……155
7.2.1　矩形波发生电路……156
7.2.2　三角波发生电路……162
7.2.3　锯齿波发生电路……164
7.2.4　函数发生电路……167
7.2.5　集成函数发生器……168
第 8 章　信号转换电路……173
8.1　电压-电流、电流-电压转换电路……173
8.1.1　电压-电流转换电路……173
8.1.2　电流-电压转换电路……174
8.2　精密整流电路……176
8.2.1　精密半波整流电路……176
8.2.2　精密全波整流电路……178
8.2.3　绝对值电路……179
8.3　电压-频率、频率-电压转换电路……179
8.3.1　电压-频率转换电路……180

8.3.2 频率-电压转换电路……183
第 9 章 在集成运算放大器使用中的限幅电路……186
9.1 限幅电路的分类及主要指标……186
9.2 二极管接在运算放大器输入回路中的限幅电路……187
9.2.1 二极管串联式限幅电路……187
9.2.2 二极管并联式限幅电路……188
9.2.3 二极管区间限幅电路……190
9.3 二极管接在运算放大器反馈电路中的限幅电路……193
9.3.1 二极管双向限幅电路……193
9.3.2 稳压管双向限幅电路……196
9.3.3 二极管桥式区间限幅电路……199
第 10 章 电流反馈运算放大器……203
10.1 电流反馈运算放大器的同相输入方式……203
10.1.1 闭环直流特性……203
10.1.2 闭环频率特性……204
10.1.3 实例……204
10.2 电流反馈运算放大器的反相输入方式……205
10.2.1 闭环直流特性……205
10.2.2 闭环频率特性……206
10.2.3 实例……206
10.3 CFA 构成的积分电路……207
10.3.1 CFA 运算放大器构成的积分电路……207
10.3.2 同相积分电路实例……208
10.3.3 反相积分电路实例……209
10.4 CFA 构成的单端-差分信号转换电路……210
10.4.1 单端-差分信号转换电路介绍……210
10.4.2 单端-差分信号转换电路应用实例……210
10.5 CFA 构成的宽带高速数据放大器……211
10.6 CFA 运算放大器和 VFA 运算放大器性能比较……213
10.6.1 VFA 运算放大器——电压模式运算放大器 AD8047……213
10.6.2 CFA 运算放大器——电流模式运算放大器 AD8011A……214
10.7 CFA 运算放大器的应用实例……216
10.7.1 CFA 运算放大器——600MHz、50mW 双通道放大器 AD8002……216
10.7.2 CFA 运算放大器——3000V/ μs、35mW 四通道放大器 AD8004……218
10.7.3 CFA 运算放大器——400μA 超低功耗、单通道高速放大器 AD8005……219
第 11 章 参考电压芯片的应用……222
11.1 2.5V/3V 高精度电压参考电路 AD780……222
11.2 10V 高精度电压参考电路 AD581……223

11.3　具有四个不同输出电压的高精度电压参考电路 AD584……224
11.4　10V 高精度电压参考电路 AD587……225
11.5　可调式精密电压参考电路 TL431……226
11.6　微功耗电压基准二极管 LM285/LM385……228
11.7　低功耗、低成本电压参考电路 AD680……229
参考文献……230

第 1 章　集成运算放大器基础知识

第一片商用单片模拟集成电路是电压模式（电压输入-电压输出）集成运算放大器，自从它出现以来，就在实现各种功能的应用中一直占据着主导地位。近十几年来，随着被处理信号的频率越来越高，速度越来越快，加之电路设计技术的发展和集成工艺水平的提高，电流模式运算放大器被研制出来，同时还出现了很多新型的电流模式的运算放大器，电流模式电路的发展和应用将模拟集成电路推进到了一个新阶段。



1.1　放大器的概念

按照输出变化量（即输出信号）与输入变化量（即输入信号）的电量不同，放大器可以分为四种类型。

1）电压放大器　把电压输入信号放大，为负载提供电压输出信号，属于电压控制电压源。电压放大器的放大倍数称为电压放大倍数，用 A_U 表示。

$$A_U = \frac{U_o}{U_i}$$

2）电流放大器　它的输入信号是电流，输出信号也是电流，属于电流控制电流源。电流放大器的放大倍数称为电流放大倍数，用 A_I 表示。

$$A_I = \frac{I_o}{I_i}$$

3）跨阻放大器　它的输入信号是电流，输出信号是电压，属于电流控制电压源。跨阻放大器的放大倍数称为跨阻放大倍数，用 A_{UI} 表示。

$$A_{UI} = \frac{U_o}{I_i}$$

4）跨导放大器　它的输入信号是电压，输出信号是电流，属于电压控制电流源。跨导放大器的放大倍数称为跨导放大倍数，用 A_{IU} 表示。

$$A_{IU} = \frac{I_o}{U_i}$$

四种放大器的区别如下。

（1）传输系数不同，传输系数的量纲也各有差异。

（2）信号源（或前级）对于不同放大器的输入电阻 R_i 要求不同。设信号源内阻为 R_s，对于电压为输入量的放大器，要求 $R_i \gg R_s$；对于电流为输入量的放大器，要求 $R_i \ll R_s$。

（3）输出电阻 R_o 的要求不同。对于电压为输出量的放大器，要求 $R_o \ll R_L$；对于电流为

输出量的放大器，要求 $R_o \gg R_L$（R_L 为放大器的负载电阻）。

对于一种具体的放大器，必然属于上述四种基本放大器之一。严格地说，只有电压放大器属于电压模式电路，只有电流放大器属于电流模式电路。而跨阻放大器及跨导放大器属于电流模式/电压模式混合模式电路。但是由于这两种放大器中电流对电路性能起决定作用，所以通常把除电压放大器以外的放大器都归入电流模式电路。

电压模式集成运算放大器已有 40 多年历史，目前仍在广泛使用，仍是集成运算放大器应用的主力军。而电流模式集成运算放大器在近 20 多年才得到重视和发展。本书介绍的集成运算放大器，仍以电压模式的集成运算放大器为主。在本书中，如果没有专门声明，都是指电压模式的集成运算放大器，只有第 10 章专门介绍电流模式集成运算放大器。

1.2 电压模式集成运算放大器的主要参数

1）开环差模电压放大倍数 A_{od} 在集成运算放大器无外加反馈时的差模电压放大倍数，又称开环差模增益。$A_{od} = \Delta u_o / \Delta(u_P - u_N)$，常用分贝（dB）表示，其分贝数为 $20\lg|A_{od}|$。集成运算放大器 A_{od} 一般为 10^4～10^7，即 80～140dB。

2）输入失调电压 U_{os} 及其温漂系数 $\mathrm{d}U_{os}/\mathrm{d}T$ 由于集成运算放大器的输入级电路参数不可能绝对对称，所以当输入电压为零时，输出电压 u_o 不为零。U_{os} 是使输出电压为零时在输入端加的补偿电压。U_{os} 越小越好，越小表明电路参数对称性越好。对于有外接调零电位器的集成运算放大器，可以通过改变电位器滑动端的位置使得零输入时输出为零。U_{os} 的值一般为几微伏至几毫伏。

$\mathrm{d}U_{os}/\mathrm{d}T$ 是 U_{os} 的温度系数，是衡量集成运算放大器温漂的重要参数，其数值越小，表明集成运算放大器的温漂越小。

3）输入失调电流 I_{os} 及其温漂 $\mathrm{d}I_{os}/\mathrm{d}T$ 集成运算放大器输出直流电压为零时，两个输入端偏置电流的差值定义为输入失调电流。$I_{os} = |I_{B1} - I_{B2}|$，其中 I_{B1}、I_{B2} 是集成运算放大器输入级差放管的基极偏置电流。输入失调电流 I_{os} 反映输入级差放管输入电流的不对称程度。I_{os} 越小越好，一般为几纳安到 1μA。$\mathrm{d}I_{os}/\mathrm{d}T$ 和 $\mathrm{d}U_{os}/\mathrm{d}T$ 的含义类似。I_{os} 和 $\mathrm{d}I_{os}/\mathrm{d}T$ 越小，表示集成运算放大器质量越好。

4）输入偏置电流 I_{IB} I_{IB} 是集成运算放大器输入级差放管的基极偏置电流的平均值，即 $I_{IB} = \frac{1}{2}(I_{B1} + I_{B2})$。$I_{IB}$ 越小，信号源内阻对集成运算放大器静态工作点影响越小。I_{IB} 一般为零点几微安。

5）差模输入电阻 R_{id} 该参数表示集成运算放大器两个输入端之间的差模输入电压变化量与由它所引起的差模输入电流之比。在一个输入端测量时，另一输入端接固定的共模电压。R_{id} 越大越好，R_{id} 越大，从信号源索取的电流越小。

6）最大输出电压 U_{omax} 指集成运算放大器工作在不失真情况下能输出的最大电压。

7）最大共模输入电压 U_{Icmax} 共模输入电压如超过这个电压，运算放大器的共模抑制性能将大为下降，甚至造成器件损坏。

8）最大差模输入电压 U_{Idmax} $U_{Id\,max}$ 是集成运算放大器同相输入端和反相输入端之间

所允许加的最大差模输入电压。超过此差模电压极限值，输入级将被损坏。利用平面工艺制成的 NPN 管的$U_{\mathrm{Id\,max}}$约为±5V，而横向双极型三极管可达±30V 以上。

9）最大输出电流 I_{omax}　I_{omax}是指集成运算放大器所能输出的正向或负向的峰值电流。

10）共模抑制比 K_{CMR}　共模抑制比等于差模电压放大倍数A_{od}与共模电压放大倍数A_{oc}之比的绝对值，即$K_{\mathrm{CMR}}=|A_{\mathrm{od}}/A_{\mathrm{oc}}|$，常用分贝（dB）表示，其数值为 $20\lg K_{\mathrm{CMR}}$。这个指标用以衡量集成运算放大器抑制温漂的能力。K_{CMR}越大越好，K_{CMR}越大，对温度影响的抑制能力就越好。多数集成运算放大器的共模抑制比在 80dB 以上，高质量的可达 160dB。

11）转换速率 SR　转换速率又称上升速率，$\mathrm{SR}=|\mathrm{d}u_{\mathrm{o}}/\mathrm{d}t|$，它反映了集成运算放大器对快速变化信号的响应能力。SR 越大，表明集成运算放大器的高频性能越好。通用型集成运算放大器的 SR 为 0.5～100V / μs。转换速率 SR 越大，输出才能跟上频率高、幅值大的输入信号变化；否则输入正弦波，输出是三角波。

12）-3dB 带宽 f_{H}　f_{H}是使开环差模增益A_{od}下降 3dB（或使电压放大倍数下降到最大值的 70.7%）时的信号频率。

13）增益带宽积 GBW 和单位增益带宽 f_{C}　GBW 是开环差模增益A_{od}与带宽f_{H}的乘积，即$\mathrm{GBW}=A_{\mathrm{od}}\times f_{\mathrm{H}}$，是一个常数。$f_{\mathrm{C}}$是开环差模增益$A_{\mathrm{od}}$下降到 0dB（即$A_{\mathrm{od}}$=1，失去放大能力）时的信号频率。增益带宽积 GBW 或单位增益带宽f_{C}高时，集成运算放大器适用于视频放大器。

14）功耗 P_{d}　表示器件在给定电源电压及空载条件下所消耗的电源总功率。

1.3　集成运算放大器的分类

集成运算放大器有多种分类方法。

按适用的频率分，集成运算放大器可分为直流放大器、音频放大器和视频放大器三种。直流放大器可对直流到低频信号进行放大，音频放大器可对数十赫到数十千赫的低频信号进行放大，视频放大器可对数十赫到数十兆赫的视频信号进行放大。

按芯片的供电方式分，集成运算放大器可分双电源供电、单电源供电或单双电源任选供电三种。对于双电源供电的集成运算放大器，其输出可在零电压两侧变化，在差动输入电压为零时输出也可置零。采用单电源供电的集成运算放大器，输出在电源与地之间的某一范围内变化。集成运算放大器的输入电压通常要求高于负电源某一数值，而低于正电源某一数值。经过特殊设计的集成运算放大器可以允许输入电压在从负电源到正电源的整个区间变化，甚至允许稍微高于正电源或稍微低于负电源。这种集成运算放大器称为轨到轨（rail-to-rail）输入集成运算放大器。

按集成度（即一个芯片上的运算放大器个数）分，集成运算放大器可分为单运算放大器、双运算放大器和四运算放大器。

按电压和电流哪个起主要作用分，集成运算放大器可分为电压模式集成运算放大器和电流模式集成运算放大器。电压模式集成运算放大器是模拟电路中普遍使用的器件，开发得早、使用的人多，在模拟信号的处理中一直占据主宰地位；电流模式集成运算放大器以电流

而不是以电压作为电路中的信号变量，并通过处理电流变量来决定电路的功能。近年来，电流模式集成运算放大器在信号处理中的巨大潜力逐渐被认识并被挖掘出来。

按制造工艺分，可将集成运算放大器分为双极型、CMOS 型和 BiMOS 型三种，双极型集成运算放大器一般输入偏置电流，器件功耗较大；CMOS 型集成运算放大器输入阻抗高、功耗小，可在低电源电压下工作。BiMOS 型集成运算放大器以 MOS 管为输入级，可使输入电阻高达 $10^{12}\Omega$ 以上。

按性能指标分，集成运算放大器可分通用型集成运算放大器和专用型集成运算放大器两种。

1.4 通用型集成运算放大器

通用型集成运算放大器就是以通用为目的而设计的，这类器件的主要特点是价格低廉、产品量大、使用面广，其性能指标能适合于一般性使用。例如 μA741（单运算放大器）、LM358（双运算放大器）、LM324（四运算放大器）、NE5532（双运算放大器）及以场效应管为输入级的 LF356（单运算放大器）都属于通用型集成运算放大器。它们是目前应用最为广泛的集成运算放大器。通用型集成运算放大器性能指标如表 1-1 所示。

表 1-1 通用型集成运算放大器性能指标

参 数	单 位	数值范围	参 数	单 位	数值范围
A_{od}	dB	65～100	K_{CMR}	dB	70～90
R_{id}	MΩ	0.5～2	f_C	MHz	0.5～2
U_{os}	MV	2～5	SR	V/μs	0.5～0.7
I_{os}	μA	0.2～2	P_d	mW	80～120
I_{IB}	μA	0.3～7			

1）μA741 μA741，是由美国仙童公司（Fairchild）发明的，是世界上第一块成熟的集成运算放大器，在 20 世纪 60 年代后期广泛流行，直到今天 μA741 仍是电子学科中讲解集成运算放大器原理的典型器件。μA741 在国内型号为 F007，它是一种性能较好、放大倍数较高、具有内部补偿的通用型集成运算放大器，是一个单运算放大器，即一个芯片内只有一个运算放大器，由±15V 两路电源供电。主要性能：输入电阻大于 1MΩ；输出电阻约为 60Ω；开环差模电压放大倍数大于 106dB。μA741 创造了一种集成电路经久不衰的奇迹，50 多年来一直在生产在使用。

2）LM324 LM324 由四个独立的高增益、内部频率补偿运算放大器组成。它可在宽电压范围（3～30V）的单电源下工作，也可以在双电源下工作（±1.5～±15V）。具有电压增益大、有很低的电源电流消耗、输出电压幅度大等特点。

3）LM358 LM358 是双运算放大器，其内部包括两个互相独立的、高增益、内部频率补偿运算放大器模块。适用于电压范围很宽的单电源工作方式（3～30V）和双电源工作方式（±1.5～±15V）。

4）NE5532 NE5532 内含有两个独立运算放大器，它是一种高性能低噪声运算放大器。 适用于电压范围很宽的双电源工作方式（±3～±20V）。增益带宽积 GBW 为 10MHz，

转换速率的典型值为 9V/μs，等效输入噪声为 5nV/$\sqrt{\text{Hz}}$ @1kHz。

5）LF356　LF356 的输入级采用了场效应晶体管（FET 管），它是一种高输入阻抗单运算放大器。双电源工作方式（±5～±18V），增益带宽积 GBW 为 5MHz，转换速率的典型值为 12V/μs。

上述 5 个集成运算放大器均属于通用型集成运算放大器，本书中大部分集成运算放大器应用实例都使用这些芯片。

1.5　专用型集成运算放大器

1）高输入阻抗型　通用型集成运算放大器的差模输入电阻在 1MΩ 以上，而高输入阻抗型集成运算放大器的差模输入电阻高达 10^4～10^{12}MΩ。

2）高精度、低漂移型　这种类型的集成运算放大器一般用于毫伏量级或更低的微弱信号的精密检测、高精度稳压电源及自动控制仪表中。

3）高速型　高速型集成运算放大器的转换速率 SR >30 V/μs，最高可达几百 V/μs。

4）低功耗型　对于这类集成运算放大器，工作在高电源电压时，要求最大功耗不大于 6mW；或工作在低电源电压（如 1.5～4V）时，要求具有低静态功耗和保持良好的性能。目前许多产品的功耗均小于 0.6mW，有的产品已达微瓦级。

5）高压型　为了得到高的输出电压，或者大的输出功率，需要解决集成运算放大器的耐压和动态工作范围问题。目前，耐压指标可达 300V 左右。

1.6　集成运算放大器的理想化条件

由于集成运算放大器具有极高的开环电压放大倍数、很大的差模输入电阻和很小的输出电阻，通常可将集成运算放大器看成理想的运算放大器来进行近似分析。

理想化的条件主要是：

（1）开环差模增益（放大倍数）$A_{od}\to\infty$；

（2）差模输入电阻 $R_{id}\to\infty$；

（3）输出电阻 $R_o\to 0$；

（4）上限截止频 $f_H\to\infty$；

（5）共模抑制比 $K_{CMR}\to\infty$；

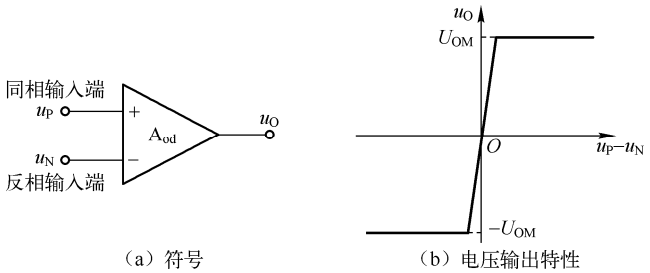
（6）单位增益带宽 $f_c\to\infty$；

（7）失调电压 U_{os}、失调电流 I_{os} 和它们的温漂均为 0，且无任何内部噪声。

1.7　集成运算放大器的电压传输特性

集成运算放大器有同相输入端和反相输入端，这里的“同相”和“反相”是指运算放大

器的输入电压与输出电压之间的相位关系，其符号如图 1-1（a）所示。从外部看，可以认为集成运算放大器是一个双端输入、单端输出，具有高差模电压放大倍数、高输入电阻、低输出电阻、能较好地抑制温漂的差分放大电路。



（a）符号　　（b）电压输出特性

图 1-1　集成运算放大器的符号和电压输出特性

集成运算放大器的输出电压 u_O 与输入电压(u_P-u_N)之间的关系曲线称为电压输出特性，即

$$u_O = f(u_P - u_N) \tag{1-1}$$

对于正、负两路电源供电的集成运算放大器，电压输出特性如图 1-1（b）所示。从电压输出特性曲线可以看出，集成运算放大器有线性放大区域（称为线性区）和饱和区域（称为非线性区）两部分。在线性区，曲线的斜率为电压放大倍数；在非线性区，输出电压只有两种可能的情况，$+U_{OM}$ 或 $-U_{OM}$。

由于集成运算放大器放大的是差模信号，且没有通过外电路引入反馈，故称其放大倍数为开环差模电压放大倍数，记作 A_{od}，因而当集成运算放大器工作在线性区时，则

$$u_O = A_{od}(u_P - u_N) \tag{1-2}$$

通常 A_{od} 非常高，可达几十万倍，因此集成运算放大器电压输出特性中的线性区非常窄。

1.8　理想集成运算放大器的性能测试

如图 1-2 所示为理想集成运算放大器性能测试图，图中 U_1 为理想集成运算放大器，其反相输入端接地，同相输入端通过一限流电阻 R_1 接输入信号 INPUT，在输出端的 OUTPUT 处输出结果。

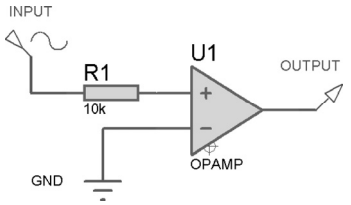


图 1-2　理想运算放大器性能测试图

先给 INPUT 输入一幅度为±15μV、频率为 1kHz 的交流电压信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的输入/输出电压关系图，如图 1-3 所示。由图 1-3 可见，图中的黑线是输入信号 INPUT，它看起来是一条直线，这是因为信号幅度太小，还不能显示出来。红线是输出信号 OUTPUT，它是一种幅度为±15V、频率为 1kHz 的正弦波电压信号。这表明，放大信号没有失真，电压放大倍数是 1 000 000（10^6 或 120dB）。

再给 INPUT 输入一幅度为±20μV、频率为 1kHz 的交流电压信号，用 Proteus 图形仿真

功能，绘出电路的输入/输出电压关系图，如图 1-4 所示。由图 1-4 可见，图中的黑线是输入信号 INPUT，它看起来是一条直线；红线是输出信号 OUTPUT，它是一种幅度超过±15V 部分已被削去的周期电压信号。这表明，放大信号已失真。

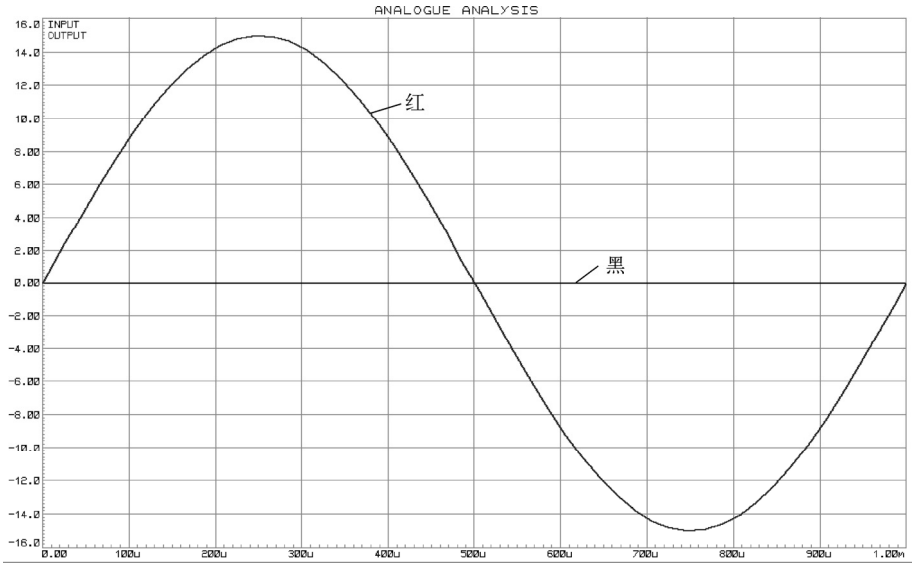


图 1-3　理想集成运算放大器性能测试结果图（1）

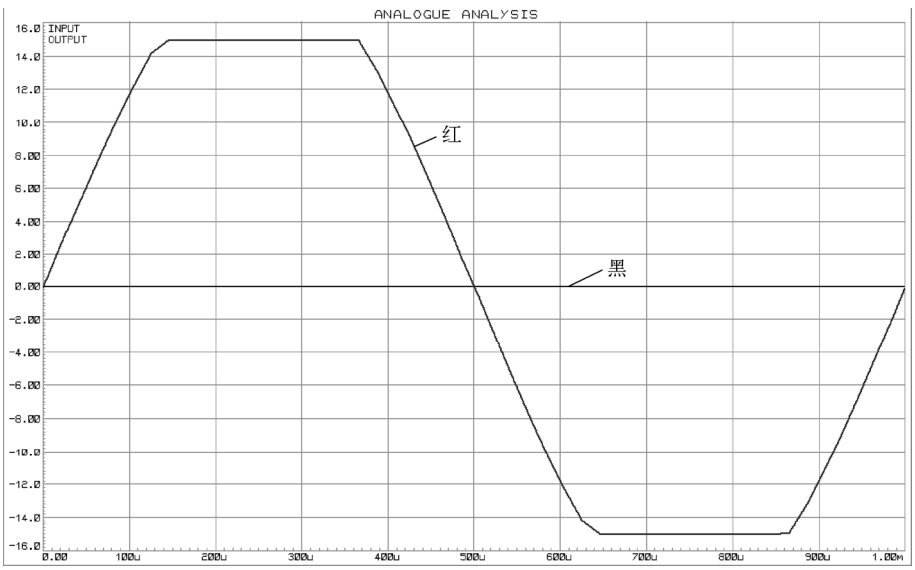


图 1-4　理想集成运算放大器性能测试结果图（2）

由此看出，该理想集成运算放大器的 $A_{od}=10^6$，$U_{OM}=15\text{V}$，只有当$|u_P-u_N|<15\mu\text{V}$ 时，运算放大器才工作在线性区。换句话说，若$|u_P-u_N|>15\mu\text{V}$，则集成运算放大器进入非线性区，输出电压 u_O 不是+15V，就是−15V。

这里说的是理想集成运算放大器的性能，实际集成运算放大器的性能指标均为有限值。随着新型集成运算放大器的不断出现，性能指标会越来接近理想集成运算放大器。

1.9 放大电路的频率响应及波特图

不管是分析用分立元件构成的放大电路，还是分析集成运算放大器电路，都离不开一个工具——波特图。在此简要介绍一下波特图。

1. 放大电路的频率响应

电子电路中所用到的信号往往不是单一频率的，而是一定范围内一段频率。频率响应是指放大电路对不同频率信号的放大效果。

放大电路的频率响应可直接用放大电路的电压放大倍数和频率的关系来描述，即

$$\dot{A}_u = A_u(f) \angle \Phi(f)$$

式中，$A_u(f)$ 表示放大电路的电压放大倍数的模和频率的关系，称为幅频特性；$\Phi(f)$ 表示放大电路输出电压与输入电压之间的相位差与频率的关系，称为相频特性。一个典型的单管（单个晶体管）共射极放大电路的频率特性如图 1-5 所示。

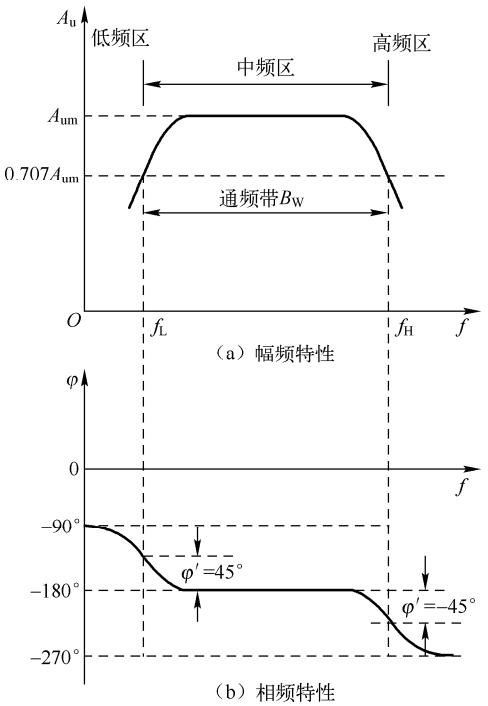


图 1-5 一个典型的单管（单个晶体管）共射极放大电路的频率特性

1）幅频特性曲线 放大倍数的数值与信号频率的关系曲线，称幅频特性曲线。$\dot{A}_m$ 为中频放大倍数。

2）下限截止频率 f_L 在信号频率下降到一定程度时，放大倍数的数值明显下降，使放大倍数的数值等于 0.707 倍$|\dot{A}_m|$的频率[如果用增益（dB）来表示，就是幅度下降到最大增益-3dB 处的频率]称为下限截止频率 f_L。

3）上限截止频率 f_H 在信号频率上升到一定程度时，放大倍数的数值也将下降，使放大倍数的数值等于 0.707 倍$|\dot{A}_m|$的频率[如果用增益（dB）来表示，就是幅度上升到最大增益-3dB 处的频率]称为上限截止频率 f_H。

4）通频带 B_W f_L 与 f_H 之间形成的频带称中频段，或通频带 B_W。

$$B_W = f_H - f_L$$

通频带是放大电路频率响应的一个重要指标。通频带越宽，表示放大电路工作的频率范围越宽。例如，质量好的音频放大器，其通频带可从 20Hz～20kHz，恰好覆盖了人类能听到最低和最高频率的整个范围。

对于运算放大器，下限截止频率 f_L 一般等于零，上限截止频率 f_H 就是运算放大器的频带宽度。

2. 波特图

根据电压放大倍数 $\dot{A}_u$ 和频率 f 之间关系的表达式，可以画出放大电路的频率特性曲线。图 1-5 所示就是一个典型的单管共射极放大电路的频率特性曲线图。但在实际工作中，应用较多的是对数频率特性。这种对数频率特性曲线图又称为波特图。

所谓对数频率特性，是指绘制频率特性时基本上采用对数坐标，如横坐标是频率 f，采用对数坐标；对数幅频特性的纵坐标是电压放大倍数幅值的对数再乘 20，即 $20\lg|\dot{A}_u|$，亦即对数增益，单位是分贝（dB），但相频特性的纵坐标是位相角 φ，不取对数。

在绘制对数幅频特性曲线时，常常需要根据 $|\dot{A}_u|$ 的值来求出 $20\lg|\dot{A}_u|$。为了说明 $|\dot{A}_u|$ 与 $20\lg|\dot{A}_u|$ 之间对应关系，特列出一组具体数据，如表 1-2 所示。

表 1-2　$|\dot{A}_u|$ 与 $20\lg|\dot{A}_u|$ 之间对应关系表

$\lvert\dot{A}_u\rvert$	0.001	0.01	0.1	0.707	1	$\sqrt{2}$	2	10	100	1000
$20\lg\lvert\dot{A}_u\rvert$/dB	−60	−40	−20	−3	0	3	6	20	40	60

由表 1-2 可见，每当 $|\dot{A}_u|$ 增大为原来的 10 倍时，相应的 $20\lg|\dot{A}_u|$ 将增加 20dB；若 $|\dot{A}_u|$ 增大 1 倍，则相应的 $20\lg|\dot{A}_u|$ 增加 6dB；当 $|\dot{A}_u|=1$ 时，$20\lg|\dot{A}_u|=0$；当 $|\dot{A}_u|>1$ 时，$20\lg|\dot{A}_u|>0$；当 $|\dot{A}_u|<1$ 时，$20\lg|\dot{A}_u|<0$。

如果已知增益（单位是分贝）要求其放大倍数时，则可查表 1-2 获得。如已知增益为 40dB，查表知放大倍数是 100；如已知增益为-20dB，查表知放大倍数是 0.1。假如要查的数表中没有，可以自己计算。方法：先将增益（dB）除以 20，把所得的商作为以 10 为底的指数，求出指数值即为放大倍数。例如，已知增益为 33.5dB，要求其放大倍数。计算如下：33.5/20=1.675，$10^{1.675}=47.3$。可见与增益 33.5dB 对应的放大倍数为 47.3。

对数幅频特性的主要优点是可以拓宽视野，在较小坐标范围内表示宽广频率范围的变化情况，将低频段和高频段的特性都表示得很清楚，同时将低电压放大倍数和高电压放大倍数的特性都可在图里表示出来。

1.10　实际集成运算放大器的性能测试

以下是一个用实际运算放大器构建的放大器的例子。

【例 1.1】 用运算放大器 LF356 设计一个同相输入放大器，要求放大倍数为 10。

解：用运算放大器 LF356 设计的同相输入放大器如图 1-6 所示。图中 LF356 的电源为 ± 15V，R_F=90kΩ，R_1=10kΩ，根据同相比例放大器的放大倍数计算公式，可知 $A=1+R_F/R_1=10$。

先给 INPUT 输入一幅度为 ± 1V、频率为 1kHz 的交流电压信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的输入/输出关系图，如图 1-7 所示。由图 1-7 可见，图中的黑线是输入信号 INPUT，它是一条幅度为 ± 1V、频率为 1kHz 的交流电压信号；红线是输出信号 OUTPUT，它是一条幅度为±10V、频率为 1kHz 的正弦波电压信号。这表明，输入信号被放

大 10 倍，用信号增益表示是 20dB。图 1-8 是由运算放大器 LF356 构成的同相输入放大器频率响应图（增益单位为 dB），此图的左纵轴坐标为 dB。图 1-8 中，黑线是放大器幅频特性曲线，红线是放大器相频特性曲线。由图可见，在频率约小于 500kHz 的范围内（频率的上限在幅度最大值-3dB 处，即 17dB 水平线和黑线相交处的频率），放大器增益为 20dB，放大倍数相当于 10 倍。在此范围内，放大器的相位为 0°，这表明它和输入信号是同相的。

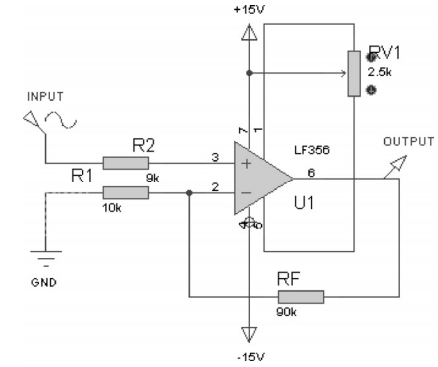


图 1-6 由运算放大器 LF356 构成的同相输入放大器

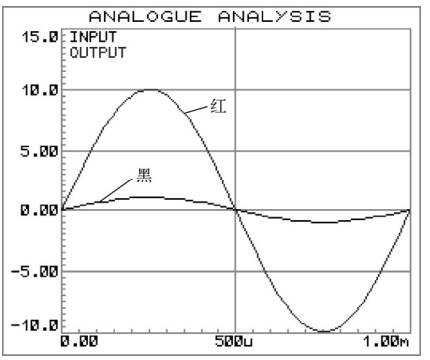


图 1-7 由运算放大器 LF356 构成的同相输入放大器输入/输出图

图 1-9 是由运算放大器 LF356 构成的同相输入放大器频率响应图（放大倍数），此图的左纵轴坐标为放大倍数。图 1-9 中，黑线是放大器幅频特性曲线，红线是放大器相频特性曲线。由图可见，在频率约小于 500kHz 的范围内（频率的上限在幅度最大值 70.7%处，即放大倍数 7.00 那条水平线和黑线相交处的频率），放大倍数为 10 倍。

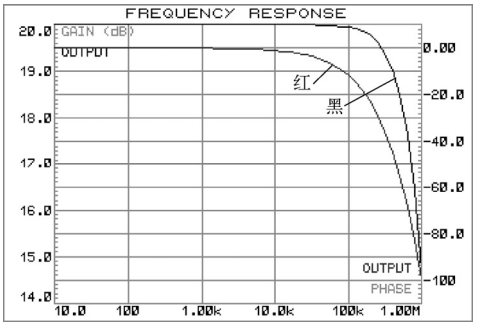


图 1-8 由运算放大器 LF356 构成的同相输入放大器频率响应图（dB）

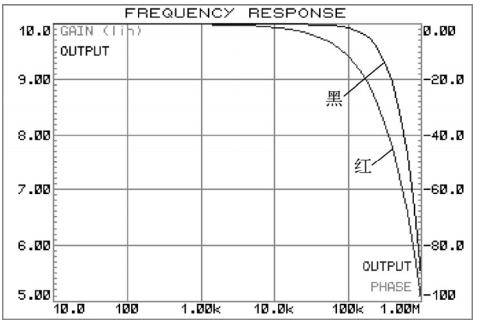


图 1-9 由运算放大器 LF356 构成的同相输入放大器频率响应图（放大倍数）

1.11 集成运算放大器在实际使用中应注意的问题

1. 电源的使用

集成运算放大器有两个电源接线端+U_{CC} 和-U_{EE}，但有不同的电源供给方式。集成运算

放大器的电源供给有以下三种方式。

（1）对称双电源供电方式：集成运算放大器大多采用这种供电方式，相对于公共端，正电源（+E）与负电源（−E）分别和集成运算放大器的电源接线+U_{CC} 与−U_{EE} 引脚连接。在这种方式下，信号源直接接到运算放大器的输入引脚上，而输出电压的振幅在理论上接近正负对称电源电压。

（2）单电源供电方式：单电源供电是将电源的−U_{EE} 引脚接地，此时运算放大器的输出是在某一直流电压基础上随输入信号变化。

（3）既可采用对称双电源供电方式也可采用单电源供电方式，由用户选择其中一种方式。

2．集成运算放大器的零点调整及自激振荡

1）零点调整　由于集成运算放大器的输入失调电压和输入失调电流的影响，当集成运算放大器组成的线性电路输入信号为零时，输出往往不等于零。为了提高电路的运算精度，要求对失调电压和失调电流造成的误差进行补偿，这就是集成运算放大器的调零。常用的调零电路如图 1-10 所示，为内部调零。除了采用内部调零外，还可以采用外部调零。

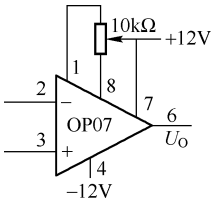


图 1-10　常用的调零电路

2）集成运算放大器的自激振荡问题　集成运算放大器是一个高放大倍数的多级放大器，在接成深度负反馈情况下，由于产生相位移，容易产生自激振荡。为使放大器能稳定工作，就需外加一定的频率补偿网络，以消除自激振荡。图 1-11 是相位补偿的实用电路。另外，为防止通过电源内阻造成低频振荡或高频振荡，可在集成运算放大器的正负供电电源的输入端分别对地加入一电解电容（10μF）和一高频滤波电容（0.01～0.1μF）。

3．集成运算放大器的保护

集成运算放大器的保护电路包括电源保护、输入保护和输出保护三个方面。

1）电源保护　利用二极管的单向导电特性可防止由于电源极性接反而造成的损坏，如图 1-12 所示。当电源极性错接成上负下正时，两个二极管均不导通，等于电源断路，从而起到保护作用。

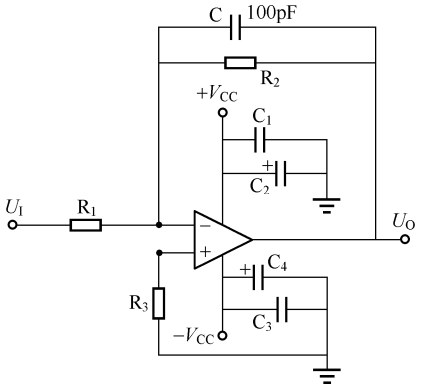


图 1-11　相位补偿的实用电路

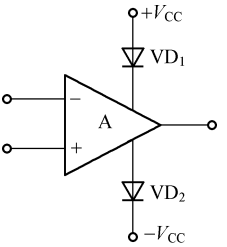
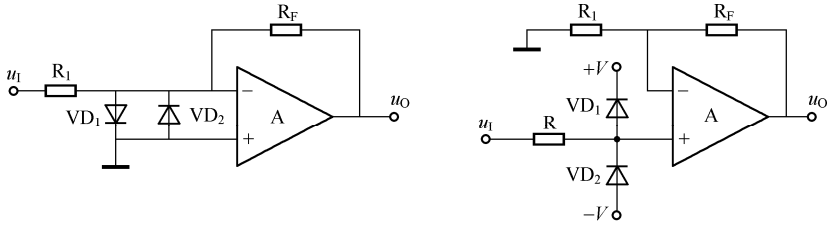


图 1-12　集成运算放大器的电源保护

2）输入保护 利用二极管的限幅作用对输入信号幅度加以限制，以免输入信号超过额定值损坏集成运算放大器的内部结构，如图 1-13 所示。图 1-13（a）是反相输入保护，限制集成运算放大器两个输入端之间的差模输入电压不超过二极管 VD_1、VD_2 的正向导通电压。图 1-13（b）是同相输入保护，限制集成运算放大器两个输入端之间的共模输入电压不超过+V 至-V 的范围。



（a）反相输入保护　　（b）同相输入保护

图 1-13　集成运算放大器的输入保护

3）输出保护 将两个稳压二极管背靠背地接到放大电路的输出端可以起到输出保护的作用，如图 1-14 所示。若放大电路的输出端电压过高时，稳压管 VD_{Z1} 或 VD_{Z2} 将被反向击穿，使集成运算放大器输出电压被限制在 VD_{Z1} 或 VD_{Z2} 的稳压值上，从而避免了后面电路的损坏。

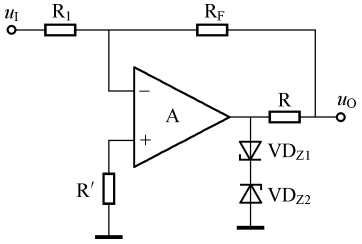


图 1-14　集成运算放大器的输出保护

第 2 章　由运算放大器构成的信号放大电路

运算放大器，顾名思义，有“运算”和“放大”的功能，本章介绍其“放大”的功能。

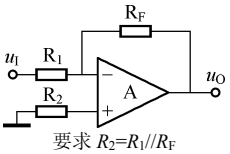
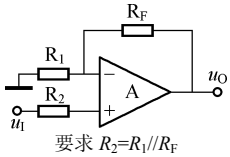
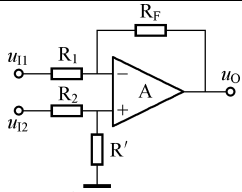
能把小信号变成大信号的电路叫作放大电路，放大电路因其使用的放大元件不同可分成电子管放大电路、晶体管放大电路、场效应管放大电路、集成运算放大器放大电路。本章讨论的是集成运算放大器放大电路。集成运算放大器放大电路又可以分成两类：一类叫作基本放大电路，这类放大电路的信号放大倍数是由接在电路中的两个电阻的阻值比决定的；另一类叫作仪表放大器，这类放大电路的信号放大倍数是由接在电路中的一个电阻的阻值来决定的。本章介绍基本放大电路及其扩展电路的应用，第 3 章介绍仪表放大器。



2.1　基本放大电路

在集成运算放大器放大电路中，有三种基本放大电路，即反相输入放大电路、同相输入放大电路和差分输入放大电路。表 2-1 所列的是三种基本放大电路的比较。

表 2-1　三种基本放大电路的比较

	反相输入	同相输入	差分输入
电路组成	 要求 $R_2=R_1//R_F$	 要求 $R_2=R_1//R_F$	 要求 $R_1=R_2$，$R_F=R'$
输出输入关系	$u_O=-\frac{R_F}{R_1}u_I$ u_O 与 u_I 反相，比例系数的值可大于 1、等于 1 或小于 1	$u_O=\left(1+\frac{R_F}{R_1}\right)u_I$ u_O 与 u_I 同相，比例系数的值大于或等于 1	$u_O=-\frac{R_F}{R_1}(u_{I1}-u_{I2})$ （当 $R_1=R_2$，$R_F=R'$ 时）
R_i	$R_i=R_1$ 不高	$R_i\to\infty$ 高	$R_i=2R_1$ 不高
R_o	低	低	高
性能特点	实现反相比例运算； 引入电压并联负反馈； “虚地”，共模输入电压低； 输入电阻不高； 输出电阻低	实现同相比例运算； 引入电压串联负反馈； “虚短”，但不“虚地”，共模输入电压高； 输入电阻高； 输出电阻低	实现差分比例运算（即减法运算）； “虚短”，但不“虚地”，共模输入电压高； 输入电阻不高； 输出电阻低； 元件对称性要求高

2.2 反相输入放大电路

2.2.1 反相输入放大基本电路

反相输入放大基本电路如图 2-1 所示，输入电压 u_I 通过电阻 R 作用于集成运算放大器的反相输入端，故输出电压 u_O 与 u_I 反相。同相输入端通过电阻 R′接地，R′为补偿电阻，以保证集成运算放大器输入级——差分输入放大电路的对称性；其值为 u_I =0（即将输入端接地）时反相输入端总等效电阻，即各支路电阻的并联，因此，$R'= R// R_f$。

通常，在分析运算电路时均假设集成运算放大器为理想集成运算放大器，因而其两个输入端之间的电压为 0，即 $u_N - u_P = 0$，或 $u_N = u_P$，称为“虚短路”，简称“虚短”。两个输入端之间的净输入电流为 0，即 $i_N = i_P = 0$，称为“虚断路”，简称“虚断”。“虚短”和“虚断”的概念是分析运算电路的基本出发点。

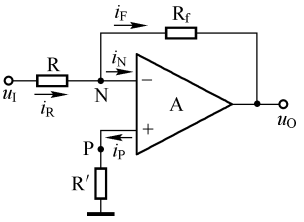


图 2-1 反相输入放大器基本电路

根据“虚短”和“虚断”的概念，可得出

$$u_O = -\frac{R_f}{R} u_I \qquad (2-1)$$

u_O 与 u_I 成比例关系，比例系数为$-R_f/R$，负号表示 u_O 与 u_I 反相。比例系数的数值可以是大于、等于或小于 1 的任何值。此电路的输出电阻 R_o=0，电路的输入电阻 $R_i = R$。

由此可见，要增大电路的输入电阻，就必须增大 R。例如在比例系数为-100 的情况下，若要求 R_i=10kΩ，则 R 应取 10kΩ，R_f 应取 1MΩ；若要求 R_i= 100kΩ，则 R 应取 100kΩ，R_f 应取 10MΩ。但是，当电路中电阻取值过大时，不仅会使电阻稳定性变差、噪声变大，放大电路的比例系数也会变化。解决这一矛盾的办法之一是用 T 形网络代替反馈电阻 R_f。

2.2.2 反相输入放大电路的性能扩展

对反相运算放大器而言，其性能的扩展主要是提高输入电阻。一个放大器的输入电阻，就是从放大器输入端两点看进去的等效电阻，输入电阻越大，表示放大器从信号源（或前一级放大器）所取的电流越小，因此放大器的输入电阻是越大越好。反相运算放大器的输入电阻 R_i=R，其闭环电压放大倍数为$-R_f/R$，既要提高输入电阻又要有足够的闭环电压增益，必须加大 R 值还要相应提高 R_f 值，而 R_f 的增大又会导致输入偏置电流、失调电流及失调电流漂移误差的增加。为解决上述矛盾，采取下列几种方法提高反相运算放大器的输入电阻。

1. R_f用 T 形网络代替

T 形网络反相输入放大电路如图 2-2 所示，因电阻 R_2、R_3 和 R_4 构成大写英文字母 T，故得名。和图 2-1 比较，这里用 T 形网络代替了反馈电阻 R_f。

其输入电压 u_I 与输出电压 u_O 关系为

$$u_O=-\frac{R_2+R_4}{R_1}\left(1+\frac{R_2/\!/R_4}{R_3}\right)u_I \tag{2-2}$$

当 $R_3=\infty$时，u_O 与 u_I 关系如式（2-1）。也就是说式（2-1）是式（2-2）在电阻 R_3 为无穷大时的特例。R_f 与 R_2、R_3 和 R_4 的关系为

$$R_f=R_2+R_3+\frac{R_2+R_3}{R_4} \tag{2-3}$$

该电路的输入电阻仍为 R_1，输入电阻的提高仍受 R_1 值所限，要进一步提高输入电阻仍面临高阻问题。

为了保证整个电路平衡，减少失调电流，平衡电阻 R_5 应与反相端外接直流有效电阻相匹配。即

$$R_5=\frac{R_1\left(R_2+\dfrac{R_3R_4}{R_3+R_4}\right)}{R_1+R_2+\dfrac{R_3R_4}{R_3+R_4}}$$

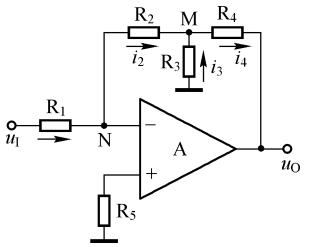


图 2-2　T 形网络反相输入放大电路

2. 用自举扩展电路提高反相运算放大器的输入电阻

如图 2-3 所示电路由两个集成运算放大器 A_1 和 A_2 构成。A_1 为主放大器，接成反相运算放大器；A_2 为辅助放大器，也接成反相运算放大器。利用 A_2 对 A_1 构成正反馈（即所谓自举），使整个电路向信号源索取的电流减少。

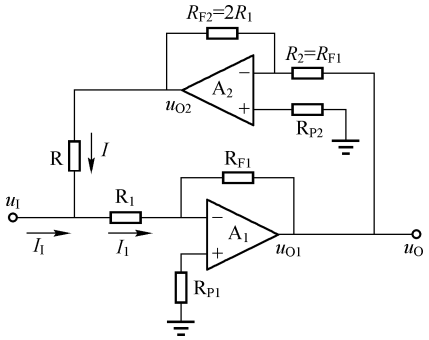


图 2-3　用自举扩展电路提高反相运算放大器的输入电阻

此电路中，主放大器 A_1 的电压放大倍数为

$$A_{UF}=-\frac{R_{F1}}{R_1}$$

当 $R_{F2}=2R_1$，$R_{F1}=R_2$ 时，可推得整个电路的输入电阻

$$R_i=\frac{R_1R}{R-R_1} \tag{2-4}$$

由式（2-4）可见，当 $R=R_1$ 时，$R_i=\infty$，输入电流 I_1 将全部由 A_2 提供。实际上，R 和 R_1 之间总要有一点偏差，特别是为了防止电路发生振荡，必须使 R 略大于 R_1，以保证输入电阻 R_i 为正值。如果取值恰当，该电路输入电阻可达 100MΩ，这是基本反相运算放大器所达不到的。该电路的主要缺点是提高电压增益时仍面临高阻问题，且要精确匹配两对电阻：R_1 与 R_{F2}、R_2 与 R_{F1}。

3. 用 T 形电阻网络和自举扩展相结合提高反相运算放大器的输入电阻

由 T 形电阻网络和自举扩展相结合构成的高输入电阻高电压增益反相运算放大器如图 2-4 所示。图中 A_1 为主放大器，接成与图 2-2 相同的反相输入放大电路，A_2 为辅助放大器，它是基本反相运算放大器，整个电路通过 A_2 经另一 T 形电阻网络向主放大器提供输入回路电流，以便提高整个放大电路的输入电阻。图 2-4 中的闭环放大倍数由主放大器决定。

主放大器 A_1 的电压放大倍数为

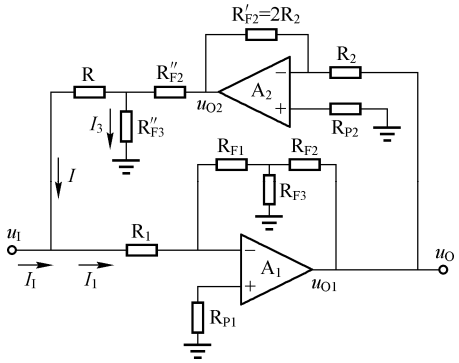


图 2-4 高输入电阻高电压增益反相运算放大器

$$A_{UF}=-\frac{R_{F1}+R_{F2}+\dfrac{R_{F1}R_{F2}}{R_{F3}}}{R_1}$$

在以上电路中，通常取 $R \gg (R_{F2}//R_{F3})$

$$R_i \approx \frac{R_1 R}{R+R_1-R_{F1}} \qquad (2\text{-}5)$$

由式（2-5）可知，当（$R+R_1$）$=R_{F1}$ 时，$R_i=\infty$，输入电流 I_1 将全部由 A_2 提供。R_i 不能为负值，否则电路会发生振荡。应使（$R+R_1$）略大于 R_{F1} 的阻值。该电路可以达到较大增益而不必采用高值电阻，电路的不足之处在于需匹配的电阻对太多。

2.2.3 反相输入放大电路的应用实例

1. 反相输入放大电路功能测试

【例 2.1】 如图 2-5 所示是采用 LM324 集成运算放大器构成的反相输入放大电路，电源电压为±12V。图中 $R_1=R_2=10k\Omega$，$R_F=100k\Omega$，根据反相输入放大电路输入与输出电压公式，可知电路放大倍数为-10。从 u_I 处输入信号，从 u_O 处输出信号。

首先，给 u_I 加直流电压信号，如所加信号为 1V，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的输入/输出关系图，如图 2-6 所示。图中最上面的黑线是 1V 电压输入线，最下面的红线是-10V 电压输出线。由图可见，所加信号为 1V 直流信号时，输出是-10V 直流信号，电路放大倍数为-10。接下来每加一种直流电压信号，就看一次输出结果，可以得出如下结论：当输入电压太小（小于 100mV）或太大（大于 1150mV）时，电路就不能按给定的放大倍数（-10）不失真地放大输入电压。

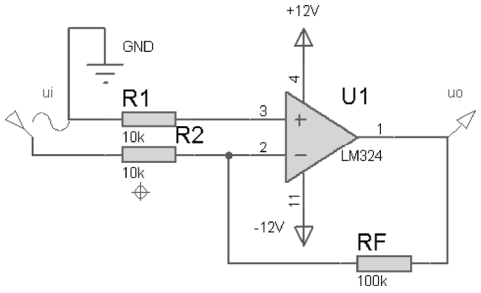


图 2-5 采用 LM324 集成运算放大器构成的反相输入放大电路

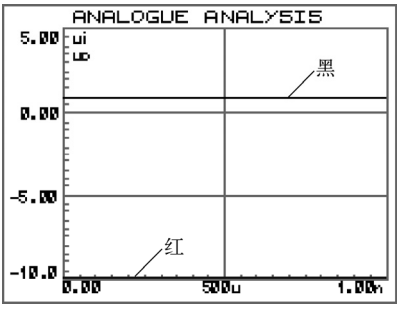


图 2-6 加 1V 直流电压时电路的输入/输出关系图

其次，给 u_I 加交流电压信号，如所加入幅度为 1.2V、频率为 1kHz 的交流信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的输入/输出关系图，如图 2-7 所示。由图可见，图中的黑线是 1.2V 交流电压输入线，红线是放大了的电压输出线。图中黑线和红线相位相反，且红线上下顶部被削去，表明波形已失真。由幅度小到大地加入交流信号，逐一检查输出情

形，就可得出和加入直流信号时相同的结论，即：当输入电压太小（小于 100mV）或太大（大于 1150mV）时，电路就不能按给定的放大倍数（−10）不失真地放大输入电压。

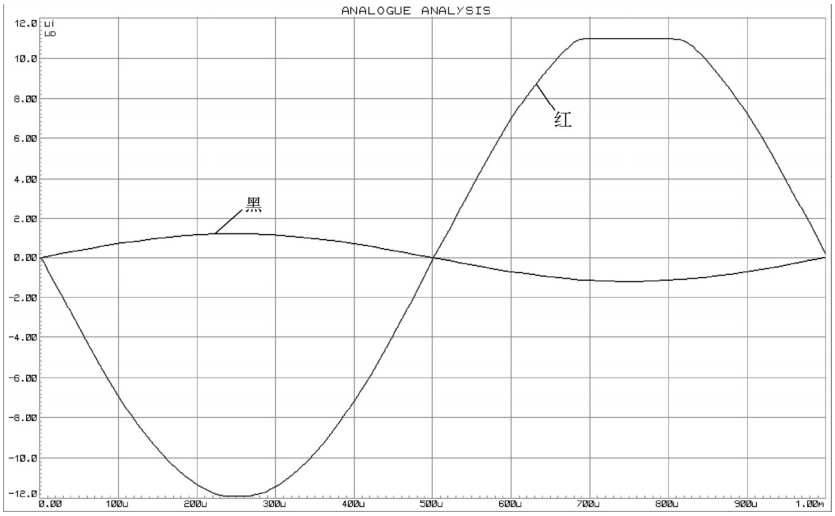


图 2-7　加交流电压信号时电路的输入/输出关系图

说明：这里所说的输入电压范围是针对 LM324 集成运算放大器构成的反相输入放大电路而言的，其他型号的集成运算放大器构成的反相输入放大电路的输入电压范围不一定与此相同。但是，一般来说，合适输入电压的上限都是电源电压，通常都低于电源电压。合适输入电压的下限因集成运算放大器的不同而不同，那些能放大微弱信号的精密放大器，其合适输入电压的下限比较低。

图 2-8 所示是由 LM324 构成的反相输入放大电路幅频特性和相频特性曲线图。图中，黑线是放大器幅频特性曲线，红线是放大器相频特性曲线。由图可见，在频率约小于 80kHz 的范围内，放大器增益为 20dB，相应的放大倍数是 10 倍。在此范围内，放大器的相位为 180°，这表明它是和输入信号反相的。

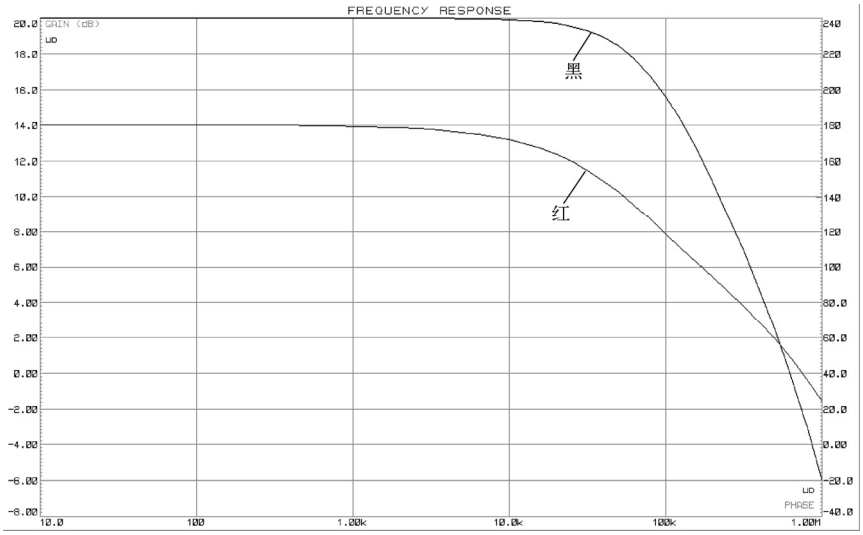


图 2-8　由 LM324 构成的反相输入放大电路幅频特性和相频特性曲线

2. T 形网络反相输入放大电路功能测试

【例 2.2】 T 形网络反相输入放大电路如图 2-9 所示。现在，我们要设计一个比例系数为-100 且输入电阻为 100kΩ 的反相输入放大电路。亦即要求 R_i= 100kΩ，则 R_1 应取 100kΩ；如果 R_2 和 R_4 也取 100kΩ，那么 R_3 取 1.02kΩ。图中，输入信号 INPUT 为 100mV 的直流信号，输出信号 OUT 用虚拟电压表测量。这里采用 Proteus 软件的交互式仿真功能，单击图中运行图标（图中没有），将出现如图 2-9 所示 T 形网络反相输入放大电路测试结果图。虚拟电压表显示所测输出电压为-9.96V（图中虚拟电压表正负反接）。100mV 的直流电压输入信号，经-100 倍的放大器放大，理论值应为-10V，实测值为-9.96V，也在精度要求范围内。

这样，用 T 形网络反相输入放大电路既实现了比例系数为-100 且输入电阻为 100kΩ 的设计要求，还避免了使用极易增大噪声的超过 1MΩ 以上高阻值电阻。如果要采用反相输入基本放大电路，放大倍数也为-100，若要求 R_i= 100kΩ，则 R 应取 100kΩ，R_f 应取 10MΩ，而 10MΩ 电阻的噪声要比几百 kΩ 电阻大得多。

3. 用自举扩展电路提高反相输入运算放大器的输入电阻电路功能测试

【例 2.3】 用自举扩展电路提高反相运算放大器的输入电阻电路如图 2-10 所示。图中，两个放大器均选 LM324，电源电压为 ± 12V。R=11kΩ，R_1=10kΩ，R_{F1}=R_{F2}=R_2=20kΩ，R_{P1}=10kΩ。图中，输入信号 INPUT 为 500mV 的直流信号，输出信号在 U2：A 放大器 1 引脚用虚拟电压表测量。由放大倍数公式 $A_{UF}=-\dfrac{R_{F1}}{R_1}$ 可知，本电路放大倍数为 $-\dfrac{20}{10}$=-2。

采用 Proteus 软件的交互式仿真功能，单击图中运行图标（图中没有，下同），将出现如图 2-10 所示用自举扩展电路提高反相运算放大器的输入电阻电路仿真结果图。虚拟电压表显示所测输出电压为-0.99V。500mV 的直流电压输入信号，经-2 倍的放大器放大，理论值应为-1.0V，实测值为-0.99V，也在精度要求范围内。此时，整个电路的输入电阻为 $R_i=\dfrac{R_1R}{R-R_1}=\dfrac{11\times10}{11-10}$=110kΩ，显然比原电路的 10kΩ 大得多。

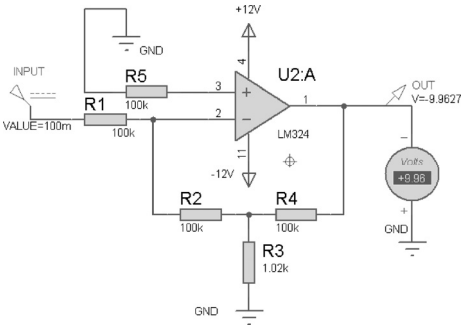


图 2-9 T 形网络反相输入放大电路

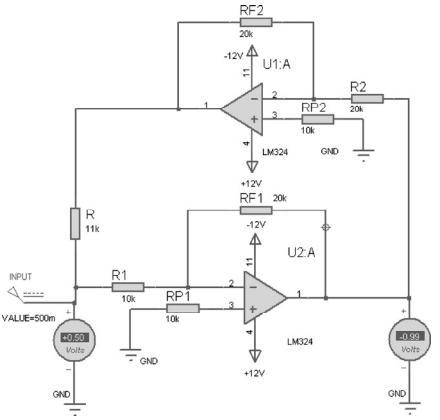


图 2-10 用自举扩展电路提高反相运算放大器的输入电阻电路

4. 用 T 形电阻网络和自举扩展电路相结合提高反相运算放大器的输入电阻电路功能测试

【例 2.4】 用 T 形电阻网络和自举扩展电路相结合提高反相运算放大器的输入电阻电路如图 2-11 所示。图中，两个放大器均选 LM324，电源电压为 ± 12V。R=6kΩ，R_1=5kΩ，R_{F1}=R_{F2}=R_{F3}=R'_{F2} = R''_{F2} =R''_{F3} =10kΩ，R_2=R_{P1}=R_{P2}=10kΩ。图中，输入信号 v_i 为 100mV 的直流信号，输出信号在 v_o 处用虚拟电压表测量。由电压放大倍数公式 $A_{UF}=-\dfrac{R_{F1}+R_{F2}+\dfrac{R_{F1}R_{F2}}{R_{F3}}}{R_1}$ 可知，本电路放大倍数为 $A_{UF}=-\dfrac{R_{F1}+R_{F2}+\dfrac{R_{F1}R_{F2}}{R_{F3}}}{R_1}=-\dfrac{10+10+10}{5}=-6$。

采用 Proteus 软件的交互式仿真功能，单击图中运行图标，将出现如图 2-11 所示用 T 形电阻网络和自举扩展电路相结合提高反相运算放大器的输入电阻电路仿真结果图。虚拟电压表显示所测输出电压为-0.58V。100mV 的直流电压输入信号，经-6 倍的放大器放大，理论值应为-0.60V，实测值为-0.58V。此时，整个电路的输入电阻为 $R_i\approx\dfrac{R_1R}{R+R_1-R_{F1}}=\dfrac{5\times6}{5+6-10}$=30kΩ，显然比原电路的 5kΩ 大得多。

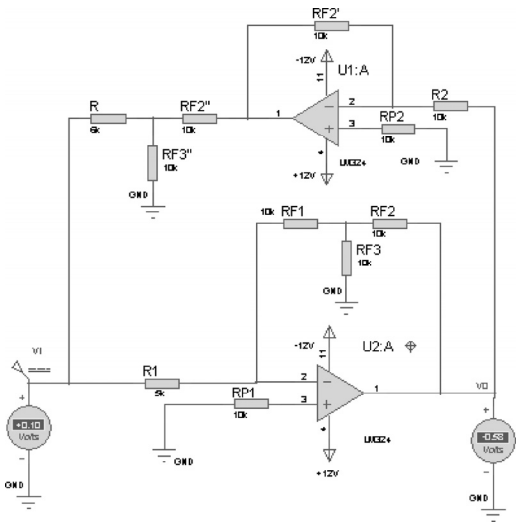


图 2-11　用 T 形电阻网络和自举扩展电路相结合提高反相运算放大器的输入电阻电路

2.3　同相输入放大电路

2.3.1　同相输入放大基本电路

同相输入放大基本电路如图 2-12 所示，它是将如图 2-1 所示反相输入放大基本电路中输入端和接地端互换得到的。

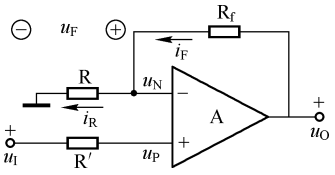


图 2-12 同相输入放大基本电路

同相输入放大电路的输入与输出关系为

$$u_O=\left(1+\frac{R_f}{R}\right)u_I \qquad (2-6)$$

式（2-6）表明 u_O 与 u_I 同相且 u_O 大于等于 u_I。这种电路的放大倍数不能小于 1。这种电路的输出电阻 R_o =0，输入电阻 R_i=∞。

2.3.2 电压跟随器

在同相输入放大电路中，将输出电压的全部反馈到反相输入端，就构成电压跟随器，其电路如图 2-13 所示。这种电路的输出电压和输入电压的关系为

$$u_O=u_I \qquad (2-7)$$

理想集成运算放大器的开环差模增益为无穷大，因而由运算放大器构成的电压跟随器具有比三极管射极跟随器好得多的跟随性能。

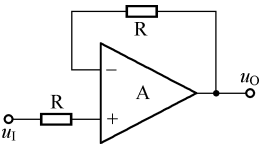


图 2-13 电压跟随器电路

2.3.3 可编程增益放大器

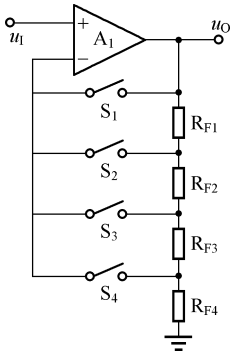


图 2-14 单运算放大器型可编程增益放大电路

电压放大倍数由程序控制的放大器称为可编程增益放大器（Programmable Gain Amplifer，PGA），也称为程控增益放大器。同相输入放大器的输入电阻高，无须为提高输入电阻进行性能扩展。同相输入放大器实现增益调节较之反相输入放大器和差分输入放大器更方便，且增益调节对它的输入电阻值影响很小。可编程增益放大器有两种类型：单运算放大器型和多运算放大器型。

1）单运算放大器型 单运算放大器型可编程增益放大器由单个运算放大器组成，其电路如图 2-14 所示。电路中 S_1～S_4 为开关，由程序控制其通断。

只有 S_1 接通时 $A_{UF1}=1$

只有 S_2 接通时 $A_{UF2}=1+\dfrac{R_{F1}}{R_{F2}+R_{F3}+R_{F4}}=\dfrac{R_{F1}+R_{F2}+R_{F3}+R_{F4}}{R_{F2}+R_{F3}+R_{F4}}$

只有 S_3 接通时 $A_{UF3}=1+\dfrac{R_{F1}+R_{F2}}{R_{F3}+R_{F4}}=\dfrac{R_{F1}+R_{F2}+R_{F3}+R_{F4}}{R_{F3}+R_{F4}}$ （2-8）

只有 S_4 接通时 $A_{UF4}=1+\dfrac{R_{F1}+R_{F2}+R_{F3}}{R_{F4}}=\dfrac{R_{F1}+R_{F2}+R_{F3}+R_{F4}}{R_{F4}}$

该可编程增益放大器电压放大倍数的大小取决于各开关的状态，随 S_1～S_4 的逐一单独接通有四种增益。

2）多运算放大器型 多运算放大器型可编程增益放大器由多个运算放大器和开关电路组合而成，它又可分为串联式和并联式两种组合形式。并联式电路是把各运算放大器的输入端并联在一起，各自的输出接相应的开关，如图 2-15 所示；串联式电路是把各运算放大器

逐个连接，最后在同一线上输出，每一运算放大器控制增益的电阻接一个对应的开关，如图 2-16 所示。

并联式多运算放大器型可编程增益放大器中各运算放大器具有不同的增益，通过不同受控开关接同一输出。图 2-15 中有 4 个运算放大器，A_1 的电压放大倍数 $A_{UF1}=1+\frac{R_{F1}}{R_1}$；$A_2$ 的电压放大倍数 $A_{UF2}=1+\frac{R_{F2}}{R_2}$；$A_3$ 的电压放大倍数 $A_{UF3}=1+\frac{R_{F3}}{R_3}$；$A_4$ 的电压放大倍数 $A_{UF4}=1+\frac{R_{F4}}{R_4}$。只有 S_1 接通时，PGA 的电压放大倍数为 A_{UF1}；只有 S_2 接通时，PGA 的电压放大倍数为 A_{UF2}；只有 S_3 接通时，PGA 的电压放大倍数为 A_{UF3}；只有 S_4 接通时，PGA 的电压放大倍数为 A_{UF4}。S_1～S_4 受控开关由逻辑信号控制。

串联式多运算放大器 PGA 中各运算放大器逐个首尾相接，PGA 总电压放大倍数 A_{UF} 为各级电压放大倍数之积。$A_{UF}=\left(1+\frac{R_{F1}}{R_1}\right)\left(1+\frac{R_{F2}}{R_2}\right)\left(1+\frac{R_{F3}}{R_3}\right)\left(1+\frac{R_{F4}}{R_4}\right)$，$S_x$ 断开时相当于 $R_x=\infty$，$A_{UFx}=1$，S_x 接通时 $A_{UFx}=1+\frac{R_{Fx}}{R_x}$。当 S_1、S_2、S_3、S_4 全部断开时，$A_{UF}=1\times1\times1\times1=1$。当 S_1、S_2、S_3、S_4 全部接通时，$A_{UF}=\left(1+\frac{R_{F1}}{R_1}\right)\left(1+\frac{R_{F2}}{R_2}\right)\left(1+\frac{R_{F3}}{R_3}\right)\left(1+\frac{R_{F4}}{R_4}\right)$。若每级同相运算放大器都取同样的反馈网络参数，使每级运算放大器电压放大倍数为 10 倍，即 $R_{F1}=R_{F2}=R_{F3}=R_{F4}=9\text{k}\Omega$，$R_1=R_2=R_3=R_4=1\text{k}\Omega$，每级同相运算放大器 $A_{UFx}=1+\frac{9}{1}=10$。S_1～S_4 中只有 S_1 接通，PGA 总电压放大倍数 $A_{UF}=10\times1\times1\times1=10$；$S_1$、$S_2$ 接通，S_3、S_4 断开，$A_{UF}=10\times10\times1\times1=100$；$S_1$、$S_2$、$S_3$ 接通，S_4 断开，$A_{UF}=10\times10\times10\times1=1000$；$S_1$、$S_2$、$S_3$、$S_4$ 都接通，$A_{UF}=10\times10\times10\times10=10\,000$。

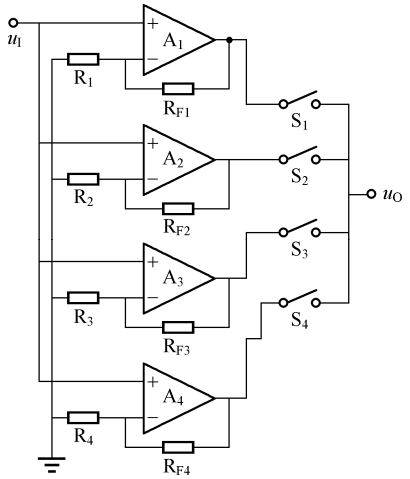


图 2-15　并联式多运算放大器型可编程增益放大器电路

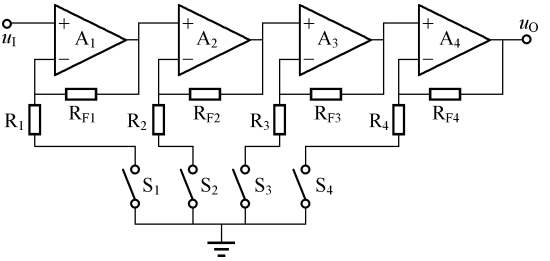


图 2-16　串联式多运算放大器型可编程增益放大器电路

2.3.4　同相输入放大器的堵塞现象及其预防

同相输入放大器的同相端和反相端加有共模电压，一旦共模电压超过放大器所允许的共

模电压范围时，会导致输入级三极管的饱和，此时反相端的反馈电压将直接连接到集成运算放大器的第二级，把负反馈变成正反馈。这时，即使将输入信号撤除，集成运算放大器的输出也不会立即恢复正常，这种现象称为“堵塞”。

当发生堵塞现象时，若反馈电阻 R_F 不够大，则由输出端到输入端的电流将相当大，有可能把输入级三极管烧毁，甚至还会波及第二级三极管。为了避免发生堵塞，除了选共模输入电压范围大的集成运算放大器，还可以在放大器的输入端加钳位电路，确保共模电压不超过放大器所允许的范围。

起保护作用的钳位电路可以用二极管或硅稳压二极管。如图 2-17 所示是两种常用的共模保护电路。图 2-17（a）是在同相端和地之间，以面对面的形式接两个硅稳压二极管，稳压二极管的击穿电压应选择分别小于运算放大器的正负最大允许共模电压值。图 2-17（b）直接通过二极管实现输入钳位，它更适用于输入为脉冲大信号的情况。

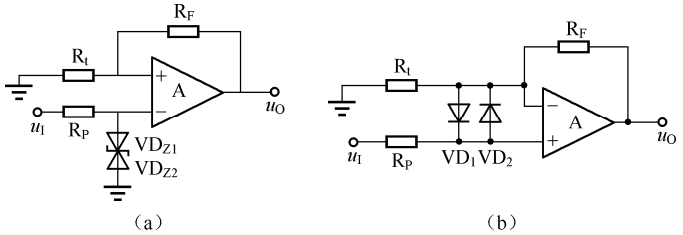


图 2-17　常用共模保护电路

2.3.5　同相输入放大电路应用实例

1. 同相输入放大基本电路功能测试

【例 2.5】 如图 2-18 所示是采用 LM324 集成运算放大器构成的同相输入放大基本电路，电源电压为±12V。图中，R_1=R_2=10kΩ，R_F=90kΩ，故电路放大倍数为 1+R_F/R_2=1+90/10=10。从 u_I 处输入信号，从 u_O 处输出信号。

首先，给 u_I 加直流电压信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的输入/输出关系图，从关系图上就可以求出放大倍数。每加一种直流电压信号，就看一次输出结果，经多次测试，可得出如下结论：当输入电压太小（小于 100mV）或太大（大于 1150mV）时，电路就不能按给定的放大倍数（10）不失真地放大输入电压。

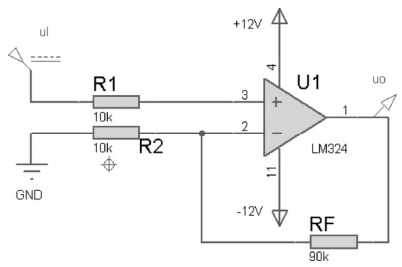


图 2-18　同相输入放大基本电路

其次，给 u_I 加交流电压信号，如所加信号为幅度 1.1V、频率 1kHz 的交流信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的输入/输出关系图，如图 2-19 所示。从图可见，图中的黑线是 1.1V 交流电压输入线，红线是放大了 10 倍的 11V 电压输出线。图中黑线和红线相位相同，且红线正弦波波形未失真。按幅度由小到大地加入交流信号，逐一检查输出情形，就可得出和加入直流信号时相同的结论，即：当输入电压太小（小于 100mV）或太大（大于 1150mV）时，电路就不能按给

定的放大倍数（10）不失真地放大输入电压。

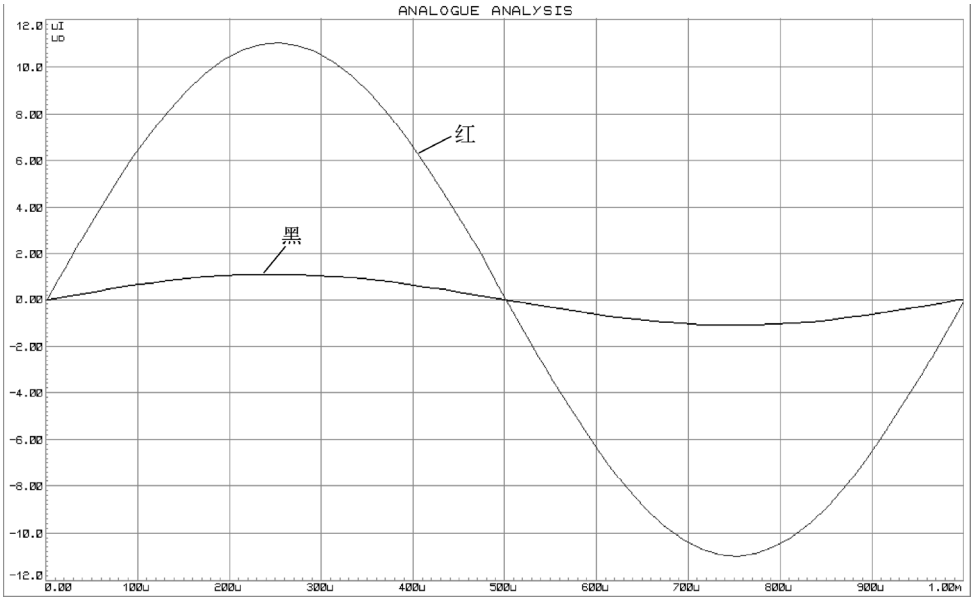


图 2-19　加交流电压信号时电路的输入/输出关系图

2. 电压跟随器电路功能测试

【例 2.6】 如图 2-20 所示是采用 LM324 集成运算放大器构成的电压跟随器电路，电源电压为±12V。图中，R_1=R_F=10kΩ，从 u_I 处输入信号，从 u_O 处输出信号。

加交流电压信号，如所加信号为幅度 2V、频率 1kHz 的交流信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的输入/输出关系图，如图 2-21 所示。我们看到，图中只有一条幅度 2V、频率 1kHz 的红色正弦交流信号。那么作为输入信号的黑线哪里去了？原来是两条线重合到一起了。由此我们知道，由集成运算放大器构成的电压跟随器比其他跟随器（比如用三极管组成的射极跟随器）跟随效果要好得多。

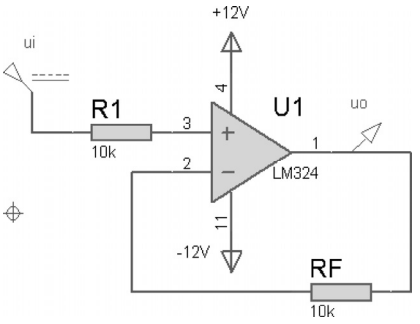


图 2-20　电压跟随器电路

3. 单运算放大器型可编程增益放大器功能测试

【例 2.7】 如图 2-22 所示是采用 LM358 集成运算放大器构成的单运算放大器型可编程增益放大器电路，电源电压为±12V。图中，R_1=10kΩ，R_{F1}=9kΩ，R_{F2}=900Ω，R_{F3}=90Ω，R_{F4}=10Ω，把这些电阻值代入式（2-8）中，即可求出当 S_1～S_4 逐一单独接通时的四种增益。代入后可知

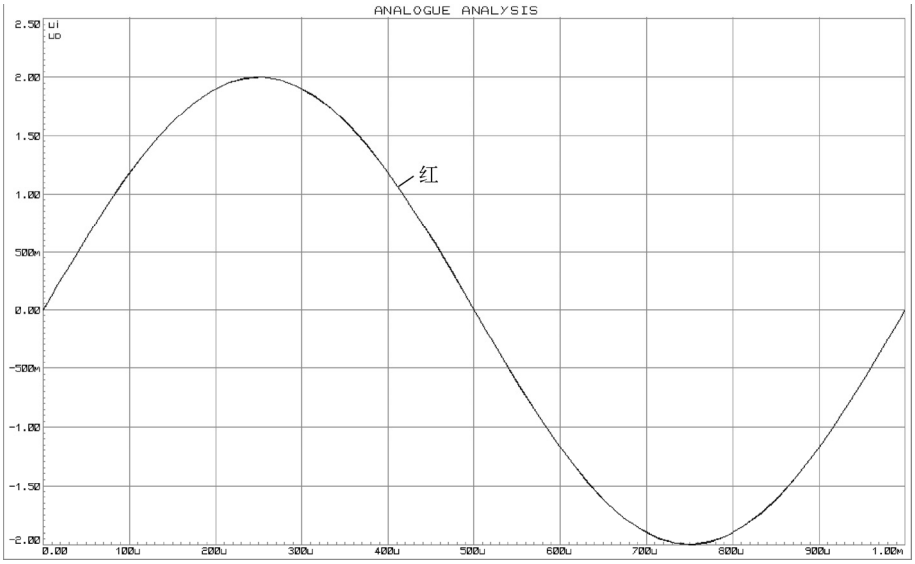


图 2-21　加交流电压信号时电压跟随器电路输入/输出关系图

$$A_{UF1}=1$$

$$A_{UF2}=\frac{R_{F1}+R_{F2}+R_{F3}+R_{F4}}{R_{F2}+R_{F3}+R_{F4}}=\frac{10}{1}=10$$

$$A_{UF3}=\frac{R_{F1}+R_{F2}+R_{F3}+R_{F4}}{R_{F3}+R_{F4}}=\frac{10}{0.1}=100$$

$$A_{UF4}=\frac{R_{F1}+R_{F2}+R_{F3}+R_{F4}}{R_{F4}}=\frac{10}{0.01}=1000$$

从 u_I 处输入信号，从 u_O 处输出信号。

首先，将开关 S_2 闭合，其余开关全部断开。从 u_I 处加交流电压信号，如所加信号为幅度 100mV、频率 1kHz 的交流信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的输入/输出关系图，如图 2-23 所示。从图可见，图中的黑线是 100mV、1kHz 交流电压输入线，红线是放大了 10 倍的 1.0V 电压输出线。图中黑线和红线相位相同。其次，将开关 S_1 闭合，其余开关全部断开。加入交流信号，重新仿真，可以发现输出信号和输入信号幅度、相位完全相同，这是因为电压放大倍数是 1 的缘故。再次，将开关 S_3 闭合，其余开关全部断开。加入交流信号，重新仿真，可以发现输出信号将是输入信号幅度的 100 倍，相位不变。最后，将开关 S_4 闭合，其余开关全部断开。加入一小幅度的交流信号（比如 10mV），重新仿真，可以发现输出信号将是输入信号幅度的 1000 倍。因此用图 2-22 的电路可以通过开关的通断，实现增益的改变。在实际应用中，可以把这些开关换成模拟开关，由程序控制这些开关的通断，从而实现真正的可编程增益放大。

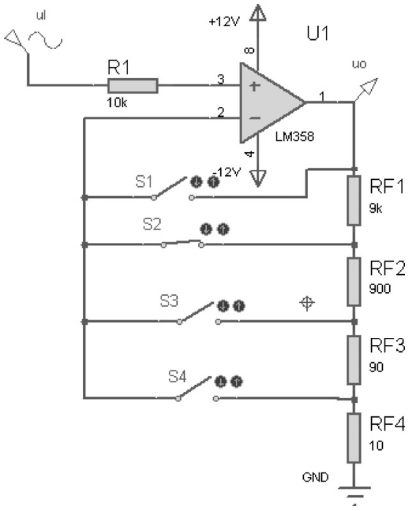


图 2-22　用 LM358 构成的单运算放大器型可编程增益放大器电路

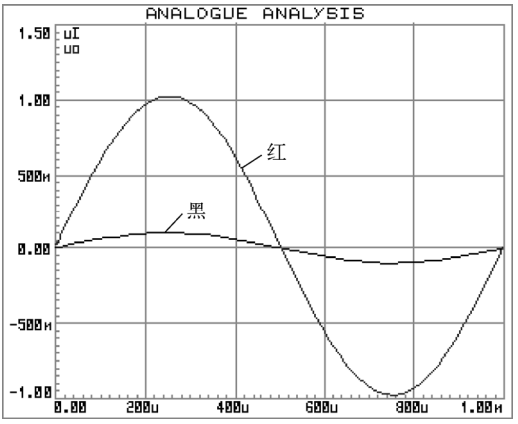


图 2-23　用 LM358 构成的单运算放大器型可编程增益放大器电路输入/输出关系图

4. 并联式多运算放大器型可编程增益放大器功能测试

【例 2.8】 如图 2-24 所示是采用 4 路 LM358 集成运算放大器构成的并联式多运算放大器型可编程增益放大器电路，电源电压为±12V。图中，R_1=R_2=R_3=R_4=10kΩ，R_{F1}=R_{F2}=R_{F3}=R_{F4}=10kΩ。从 u_I 处输入信号，从 u_O 处输出信号。

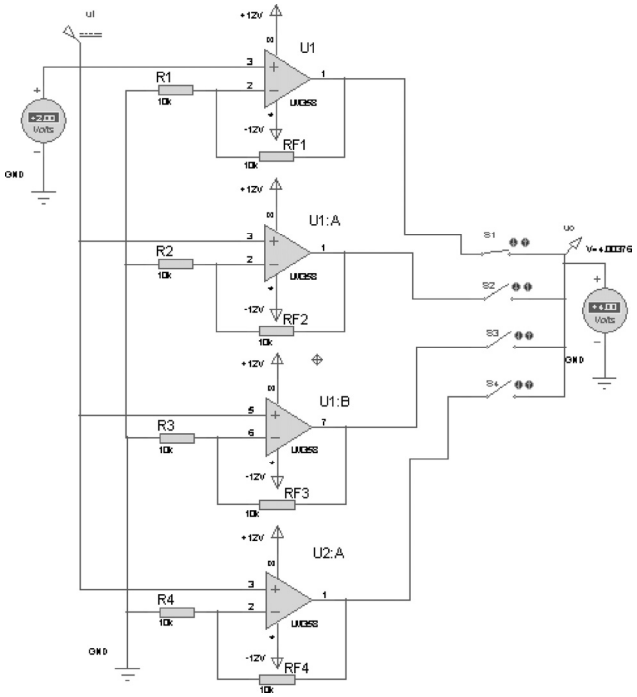


图 2-24　4 路 LM358 集成运算放大器构成的并联式多运算放大器型可编程增益放大器电路

首先，将开关 S_1 闭合，其余开关全部断开。从 u_I 处加幅度为+2V 的直流电压信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以测出电路的输出电压值，如图 2-24 所示。从图可见，u_I 处接的虚拟电压表显示输入电压为+2.0V，u_O 处接的虚拟电压表显示输出电压为+4.0V。这表明，输入的直流电压信号被放大了 2 倍。

其次，将开关 S_2 闭合，其余开关全部断开。仍加入幅度为+2V 的直流电压信号，重新仿真，可以发现输出电压信号仍是+4.0V。就是说，电压放大倍数仍是 2。用同样的方法，再把开关 S_3 和 S_4 分别单独接通，所测输出电压均为+4V。这就印证了前面说的“只有 S_1 接通时，PGA 的电压放大倍数为 A_{UF1}；只有 S_2 接通时，PGA 的电压放大倍数为 A_{UF2}；只有 S_3 接通时，PGA 的电压放大倍数为 A_{UF3}；只有 S_4 接通时，PGA 的电压放大倍数为 A_{UF4}”。因为这 4 个回路的电压倍数是相同的（都是 2 倍），故所得结果都是+4V。

5. 串联式多运算放大器型可编程增益放大器功能测试

【例 2.9】 如图 2-25 所示是采用 4 路 LM358 集成运算放大器构成的串联式多运算放大器型可编程增益放大器电路，电源电压为±12V。图中，R_1=R_2=R_3=R_4=1kΩ，R_{F1}=R_{F2}=R_{F3}=R_{F4}=9kΩ。从 u_I 处输入信号，从 u_O 处输出信号。

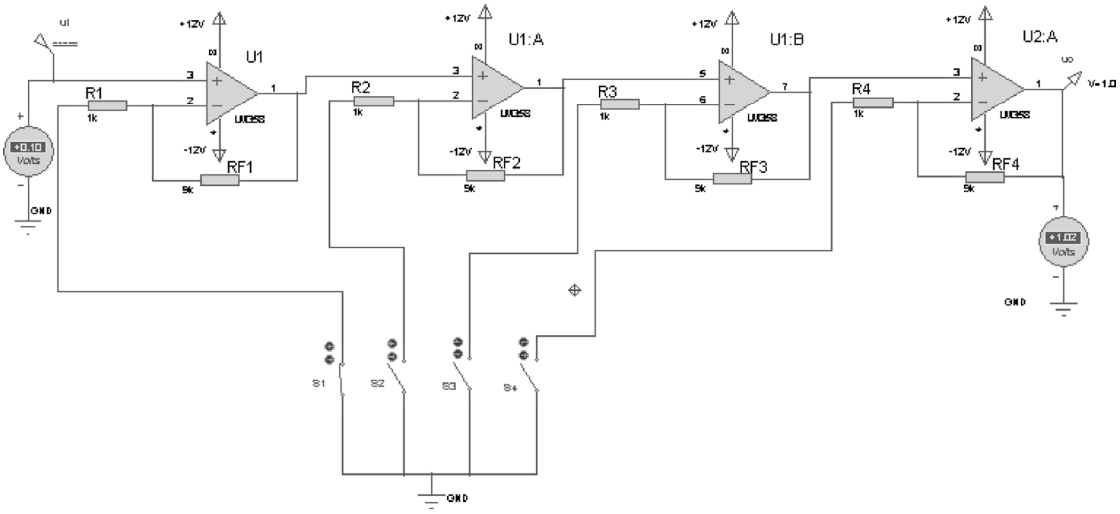


图 2-25　4 路 LM358 集成运算放大器构成的串联式多运算放大器型可编程增益放大器电路

首先，将开关 S1 闭合，其余开关全部断开。从 u_I 处加幅度为+100mV（+0.1V）的直流电压信号，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出电压值，如图 2-25 所示。从图可见，u_I 处接的虚拟电压表显示输入电压为+0.10V，u_O 处接的虚拟电压表显示输出电压为+1.02V。图 2-25 有点模糊，可以看它的放大版（见图 2-26）。这表明，输入的直流电压信号被放大了 10 倍。

其次，将开关 S_1 和 S_2 闭合，其余开关全部断开。仍加入幅度为+0.1V 的直流电压信号，重新仿真，可以发现输出电压信号变为+10.2V。这就是说电压放大倍数是 100。用同样的方法，让开关 S_1 和 S_2 维持闭合不变，再把开关 S_3 接通，所测输出电压变为+10.9V。这已是本放大电路的输出最大值。

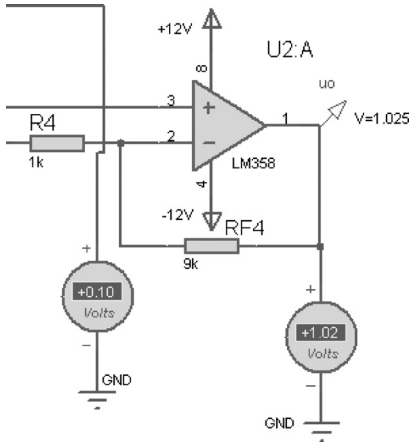


图 2-26　串联式多运算放大器型可编程增益放大器仿真电路显示部分

再把开关 S4 也接通，所测输出电压仍为+10.9V。本来，开关 S_1、S_2、S_3 接通时，输出应为 100V；4 个开关全部接通时，输出应为 1000V，由于电路输出最大值+10.9V 的限制，这些都看不出来。这就印证了前面说的“S_1～S_4 中只有 S_1 接通，PGA 总电压放大倍数 A_{UF}=10×1×1×1=10；S_1、S_2 接通，S_3、S_4 断开，A_{UF}=10×10×1×1=100；S_1、S_2、S_3 接通，S_4 断开，A_{UF}=10×10×10×1=1000；S_1、S_2、S_3、S_4 都接通，A_{UF}=10×10×10×10=10 000”。

2.4　差分输入放大电路

2.4.1　差分输入放大基本电路

差分输入放大器，又叫作差动输入放大器。差分输入放大基本电路如图 2-27 所示，该电路的特点是有两个信号输入端，且参数对称。所谓参数对称是指正相输入端和反相输入端电阻阻值相同——都等于 R，反馈电阻和正相输入端对地电阻都为 R_f。其输入电压与输出电压关系为

$$u_O = \frac{R_f}{R}(u_{I2} - u_{I1}) \tag{2-9}$$

由此可知，差分输入放大电路放大的是两个输入信号之差（同相输入端接被减数信号，反相输入端接减数信号），放大倍数则由 R_f/R 之比确定。

差分输入放大器的差模输入电阻 R_i= 2R。

差分输入放大基本电路的特点是简单，但有不少缺点，比如输入电阻低、共模抑制能力差及增益调节不便等。

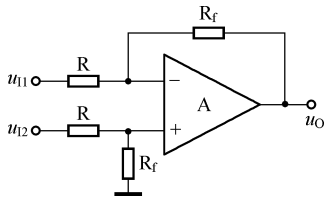


图 2-27　差分输入放大基本电路

2.4.2　高输入电阻的差分输入放大电路

差分输入放大基本电路的缺点之一是输入电阻较小，因此与反相输入运算放大器一样，

其性能的扩展方法主要是提高输入电阻。差分输入放大基本电路输入电阻较小的根本原因是差分输入电压是从放大器的同相端和反相端之间输入，如果把反相输入端的电压输入端改为经同相运算放大器后再送入，则可预料整个电路输入电阻可大为提高。据此原理构成如图 2-28 所示的同相串联差分输入放大器。该电路的运算放大器 A_2 为差分运算放大器，但其反相输入端是由同相运算放大器 A_1 接入。这样整个组合放大器的两个输入端分别为 A_1 与 A_2 的两个同相端，从而整个组合电路的输入电阻很大，发挥了同相运算放大器输入电阻大的优势，整个组合仍是差分运算放大器。以多用一个集成运算放大器的代价换取了输入电阻的提高。

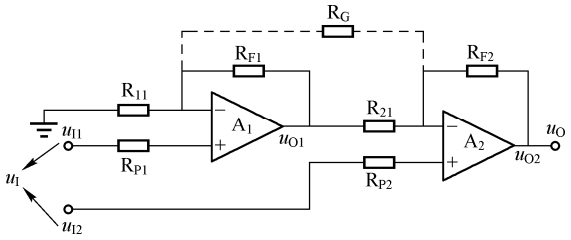


图 2-28　同相串联差分输入放大器

同相串联差分输入放大器的输入电阻差不多就是两个运算放大器的共模输入电阻之和。当电阻 $R_{11}=R_{F2}$，同时 $R_{21}=R_{F1}$ 时，可推得同相串联差分输入放大器的输出电压和输入电压关系式为

$$u_O=-\left(1+\frac{R_{F2}}{R_{21}}\right)(u_{I1}-u_{I2}) \tag{2-10}$$

可见，同相串联差分输入放大器的输出电压与输入差模电压成比例。在满足电阻匹配的条件下，同相串联差分输入放大器的理想闭环增益为

$$A_{UF}=-\left(1+\frac{R_{F2}}{R_{21}}\right) \tag{2-11}$$

该放大器的增益调节不易实现，为了调节增益要改变 $\frac{R_{F2}}{R_{21}}$，即改变 R_{F2} 和 R_{21} 的阻值，但这种调节会破坏电阻间的匹配关系，从而导致放大器不再是差分输入放大。为了单独改变一个电阻值实现对增益的调节，而又不破坏原电路的匹配条件，图 2-28 中虚线所连的 R_G 跨接在原电路 A_1 和 A_2 反相端之间，单独改变 R_G 的数值，可以实现增益调节。加电阻 R_G 后未影响原电路中电阻的匹配关系，它的输入电阻和共模抑制比等性能参数与未接 R_G 时完全相同，仅闭环增益有变化，其闭环电压放大倍数可用叠加的方法求出。

当 $\frac{R_{F2}}{R_{21}}=\frac{R_{11}}{R_{F1}}$，且 $R_{F2}=R_{11}=R_F$，$R_{21}=R_{F1}=R$ 时，加入 R_G 后同相串联差分输入放大器的输出为

$$u_O=-(1+\frac{R_F}{R}+\frac{2R_F}{R_G})(u_{I1}-u_{I2}) \tag{2-12}$$

加入 R_G 后同相串联差分输入放大器的电压放大倍数为

$$A_{UF}=-(1+\frac{R_F}{R}+\frac{2R_F}{R_G}) \tag{2-13}$$

从式（2-13）可见，改变 R_G 的数值，放大器的电压放大倍数也随之改变。

2.4.3　高共模输入的差分输入放大电路

差分运算放大器作为数据放大器使用时，除了要求输入阻抗高和共模抑制比大，有时还希望允许的共模输入信号范围大。当对差分输入放大器输入电阻要求不高，而共模输入范围要求较高时，可以用具有反相组态的运算放大器组成差分运算放大器。

图 2-29 相当于两个反相运算放大器串联组合，A_1 为反相组态运算放大器，A_1 的输出与总输入 u_{I2} 的另一端都加在 A_2 的反相端（实际上构成相加）。

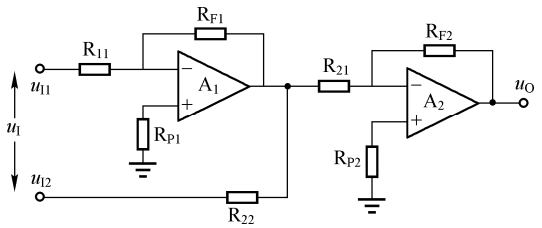


图 2-29　高共模输入差分运算放大器电路

当 $R_{11}=R_{22}=R_1$，$R_{21}=R_{F1}=\dfrac{1}{n}R_1$ 时，可得这种差分运算放大器的输出电压和输入的差模电压关系为

$$u_O=\frac{R_{F2}}{R_1}u_{Id} \tag{2-14}$$

对应的电压放大倍数为

$$A_{UF}=\frac{R_{F2}}{R_1} \tag{2-15}$$

该电路的输入电阻较小，为 $2R_1$。

从式（2-15）可以看出，改变 R_{F2} 的数值，就可以调节增益，而且还是线性的。调节 R_{F2} 也不会改变电路的匹配关系。

2.4.4　差分输入放大电路应用实例

1. 差分输入放大基本电路功能测试

【例 2.10】 如图 2-30 所示是采用 LM324 集成运算放大器构成的差分输入放大基本电路，电源电压为±12V。图中，$R_1=R_2=10k\Omega$，$R_3=R_F=100k\Omega$，故两信号之差的放大倍数为 $R_F/R_2=100/10=10$。从 u_{I1} 和 u_{I2} 处输入信号，从 u_O 处输出信号。

首先，加直流电压信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的输入/输出关系图，从关系图上就可以求出放大倍数。每加一种直流电压信号，就看一次输出结果。经多次测试，可得出如下结论：当输入电压差（正相输入端接被减数信号，反相输入端接减数信号）太小（小于 100mV）或太大（大于 1150mV）时，电路就不能按给定的放大倍数（10）不失真地放大输入电压。

其次，加交流电压信号，如给 u_{I2} 加幅度为 1.4V、频率为 1kHz 的交流信号，给 u_{I1} 加幅度为 0.2V、频率为 1kHz 的交流信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路输入/输出关系图，如图 2-31 所示。从图可见，图中的蓝线 u_{I2} 是 1.4V 交流电压输入线，黑线 u_{I1} 是 0.2V 交流电压输入线，红线 u_O 是对前两者之差放大了 10 倍的电压输出线。图中红线正弦波波形有失真，是因为其幅度超过 11.5V。就这样由小到大地给两个输入端加入不同的交流信号，逐一检查输出情形，就可得出和加入直流信号时相同的结论，即：当输入电压太小（小于 100mV）或太大（大于 1150mV）时，电路就不能按给定的放大倍数（10）不失真地放大输入电压。注意，差分输入放大电路中，同相输入端接被减数信号，反相输入端接减数信号。如果同相输入端信号是正的，反相输入端信号是负的，结果被放大的是两信号之和。

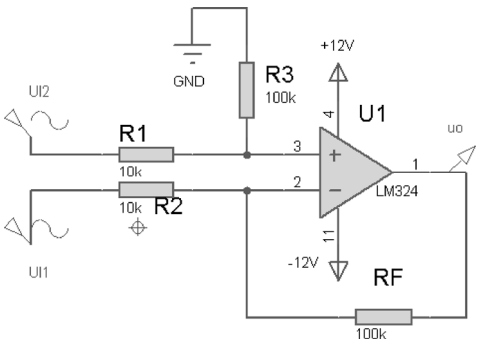


图 2-30　LM324 集成运算放大器构成的差分输入放大基本电路

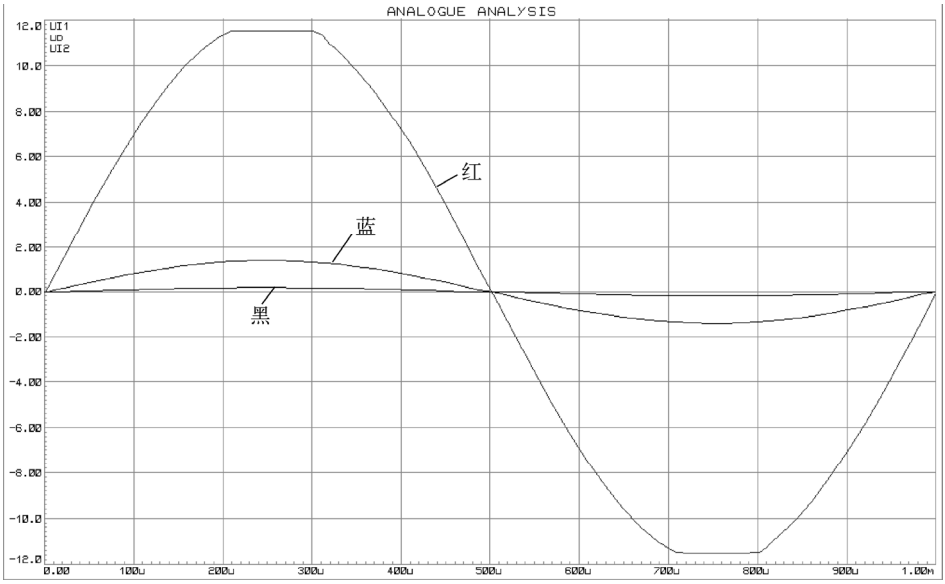


图 2-31　加交流电压信号时差分输入放大基本电路输入/输出关系图

现在我们知道，在这三种基本放大电路中，电路的放大倍数只取决于电路中两个电阻的比值。但并不是说只要得到相同比值，就能获得相应的放大倍数。前面说过，当放大电路中电阻取值过大时，不仅电阻稳定性变差、噪声变大，放大电路的比例系数也会变化。其实，电阻取值也不能过小，过小时放大电路的比例系数也会变化。放大电路的电阻阻值一般在几百欧到几百千欧之间。

2. 高输入电阻的差分输入放大电路功能测试

【例 2.11】 如图 2-32 所示是采用两个 LM358 集成运算放大器构成的高输入电阻的差分输入放大电路，电源电压为±12V。图中，R_{11}=R_{F2}=40kΩ，R_{21}=R_{F1}=R_{P1}=P_{P2}=10kΩ，R_G=100kΩ，因为图中电阻阻值之间满足 R_{F2}=R_{11}=R_F，R_{21}=R_{F1}=R，故电路的电压放大倍数可以用式（2-13）计算，把电阻值代入公式有

$$A_{UF}=-\left(1+\frac{R_F}{R}+\frac{2R_F}{R_G}\right)=-\left(1+\frac{40}{10}+\frac{2\times 40}{100}\right)=-5.8$$

电路从 in1 和 in2 处输入信号，从 u_O 处输出信号。

从 in1 和 in2 处分别加直流电压信号 200mV 和 100mV，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的电压输出值，如图 2-32 所示。由图可见，显示的输入差分电压为+0.10V，显示的输出电压为-0.58V。输入差分电压恰好被放大了-5.8 倍，实测结果与理论计算结果一致。

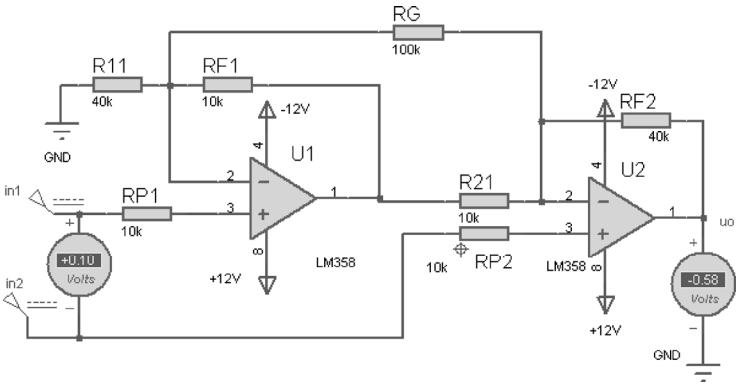


图 2-32　由 LM358 集成运算放大器构成的高输入电阻的差分输入放大电路

3. 高共模输入的差分输入放大电路功能测试

【例 2.12】 如图 2-33 所示是采用两个 LM358 集成运算放大器构成的高共模输入的差分输入放大电路，电源电压为±12V。图中，R_{11}=R_{22}=10kΩ，R_{21}=R_{F1}=2kΩ，R_{F2}=50kΩ，因为图中电阻阻值之间满足 R_{11}= R_{22}=R_1，R_{21}=R_{F1}=$\frac{1}{n}R_1$，这里 n=5。故电路的电压放大倍数可以用式（2-15）计算，把电阻值代入公式，有

$$A_{UF}=\frac{R_{F2}}{R_1}=\frac{50}{10}=5$$

电路从 in1 和 in2 处输入信号，从 u_O 处输出信号。

从 in1 和 in2 处分别加直流电压信号 100mV 和 200mV，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的电压输出值，如图 2-33 所示。由图可见，显示的输入差分电压为-0.10V，显示的输出电压为-0.50V。输入差分电压恰好被放大了 5 倍，实测结果与理论计算结果一致。

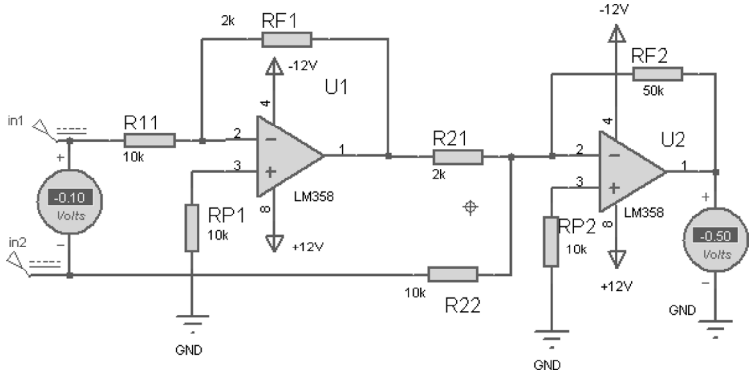


图 2-33　由 LM358 集成运算放大器构成的高共模输入的差分输入放大电路



（1）运算放大器，有“运算”和“放大”的功能，体现它“放大”的功能的有两类放大器。一类是普通运算放大器，它有三种基本放大电路形式，它们的放大倍数是由接在电路中的两个电阻的阻值比决定的；另一类是仪表放大器，这类放大电路的信号放大倍数是由接在电路中的一个电阻的阻值来决定的。

（2）普通运算放大器放大电路有三种输入方式：反相输入、同相输入、差分输入。这三种不同的输入方式形成三种基本放大电路，称为反相输入放大电路、同相输入放大电路、差分输入放大电路。这三种基本放大电路的性能和特点虽说各有不同，但它们的放大倍数都是由接在电路中的两个电阻的阻值比决定的。

（3）为了弥补这些放大电路功能上的不足，可以增加扩展功能电路。如反相输入放大电路，可用 T 形电阻网络电路和自举电路来增大反相输入放大电路的输入电阻。如差分输入放大电路，可扩展为高输入电阻的差分输入放大电路，也可扩展为高共模输入的差分输入放大电路。

第3章　仪表放大器



3.1　仪表放大器的定义

仪表放大器（Instrumentation Amplifer）也称为精密放大器、测量放大器、仪用放大器或数据放大器，常用于放大弱信号。在实际的测量系统中，大多数放大器处理的是传感器输出的信号，而传感器产生的信号一般比较微弱，传感器的等效电阻也不是常量，从传感器来的信号常为差模小信号且含有较大的共模成分。为了放大这种信号，要求放大器除具有足够的放大倍数外，还要有较高的输入电阻和较高的共模抑制比。仪表放大器就是为了满足这些要求设计的。

仪表放大器是在有噪声的环境下放大弱号的器件，其本身具有低漂移、低功耗、高共模抑制比、宽电源供电范围及小体积等一系列优点，它利用差分小信号叠加在较大的共模信号之上的特性，能够去除共模信号，而又同时将差分信号放大。仪表放大器的关键参数是共模抑制比，这个性能可以用来衡量差分增益与共模衰减之比，它主要应用于传感器接口、工业过程控制、低功耗医疗仪器、热电偶放大器、便携式供电仪器等。

作为专门设计的电压模式差动放大器——仪表放大器有很多特点。

- ☺ 输入阻抗高，而且具有良好的匹配性。为了和高内阻信号源相配合，仪表放大器的输入阻抗不但要高，而且具有良好的匹配性。输入阻抗的典型值为 $10^9 \sim 10^{12}\Omega$。
- ☺ 共模抑制比高。由于仪表放大器的对称性好，因此其共模抑制比高于基本运算放大器。通常工作要求仪表放大器既能放大微伏级差模信号，同时又能抑制几伏的共模信号，这就要求它具有很高的共模抑制比。其共模抑制比为 70 ~ 100dB。
- ☺ 噪声低。由于仪表放大器往往在恶劣环境下进行精密检测，用它放大的信号幅度很低（微伏级），所以它必须是低噪声器件，信噪比太小就不能工作。
- ☺ 线性误差低。线性误差是器件本身的固有缺陷，不能用外部调整的方法消除。仪表放大器的线性误差的典型值为 0.01%，甚至可以低达 0.0001%。
- ☺ 失调电压和失调电压漂移低。仪表放大器的失调电压和失调电压漂移必须很低。仪表放大器由输入级和输出级两个独立部分组成，而总输出失调等于输入失调乘以电压放大倍数加上输出级失调。尽管初始失调电压可通过外部调整来消除，但失调电压的温度漂移则不能通过外部调整来消除。仪表放大器的输入失调电压的典型值不超过 100μV，甚至更低。
- ☺ 足够的频带宽度。仪表放大器的频带宽度除特殊要求外，单位增益带宽一般为 500kHz ~ 4MHz。低增益时带宽容易保证，高增益时带宽不能保证。
- ☺ 增益可调或可设置。

与前面介绍的三个基本放大器不同，仪表放大器的信号放大倍数是由接在电路中的一个

电阻的阻值大小来决定的。仪表放大器可分为两类，一类是用普通放大器构成的，常见的是用两个放大器或三个放大器及若干只电阻组成的；另一类是单片集成仪表放大器。

3.2 由运算放大器构成的仪表放大器

3.2.1 由双运算放大器构成的仪表放大器

1. 由双运算放大器构成的仪表放大器组成及原理

为了满足仪表放大器输入阻抗要高的要求，由双运算放大器构成的仪表放大器采用同相串联差分运算放大电路。由双运算放大器构成的仪表放大器电路如图 3-1 所示。

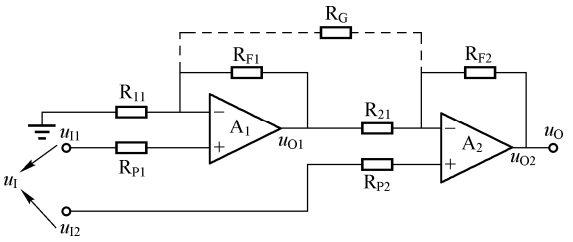


图 3-1 由双运算放大器构成的仪表放大器电路

为了使该电路的共模抑制性能好，应使电阻 $R_{11}=R_{F2}$，$R_{21}=R_{F1}$，匹配后

$$u_O=-\left(1+\frac{R_{F2}}{R_{21}}\right)u_I \qquad (3-1)$$

为了调节增益，在电路的 A_1 与 A_2 反相端之间接入 R_G，R_G 接入不会改变匹配关系。若仍使 $R_{F2}=R_{11}=R_F$，$R_{21}=R_{F1}=R$，则该差分放大器的输入与输出关系为

$$u_O=-\left(1+\frac{R_F}{R}+\frac{2R_F}{R_G}\right)u_I \qquad (3-2)$$

其中，电压放大倍数为

$$A=-\left(1+\frac{R_F}{R}+\frac{2R_F}{R_G}\right) \qquad (3-3)$$

该电路具有输入阻抗高、增益可以调节、价格低、功耗小等优点，唯一的缺点是共模电压输入范围受增益影响较大。

2. 由双运算放大器构成的仪表放大器应用实例

【例 3.1】 如图 3-2 所示是由双运算放大器（集成运算放大器 LM358）构成的仪表放大器，电源电压为±12V。图中，$R_{11}=R_{F2}=40k\Omega$，$R_{21}=R_{F1}=10k\Omega$，$R_{P1}=R_{P2}=10k\Omega$，$R_G=100k\Omega$，从 in1 处和 in2 处输入信号，从 u_O 处输出信号。图中，接在输出 u_O 处的虚拟电压表用于测量输出电压。

现在给 in1 处输入幅度为 100mV 的直流电压信号，给 in2 处输入幅度为 200mV 的直流电压信号，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出端的电压值，如图 3-2 所示。图中虚拟电压表显示的输出电压值为-0.58V。

现在根据式（3-3），计算由双运算放大器构成的仪表放大器的理论放大倍数。

$$A=-\left(1+\frac{R_F}{R}+\frac{2R_F}{R_G}\right)=-\left(1+\frac{40}{10}+\frac{2\times 40}{100}\right)=-0.58$$

可见，实测值与理论计算结果是一致的。

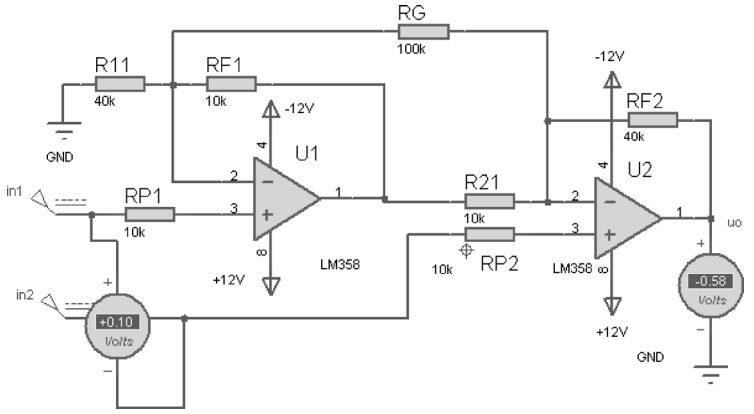


图 3-2　由双运算放大器构成的仪表放大器

3.2.2　由三运算放大器构成的仪表放大器

1. 由三运算放大器构成的仪表放大器组成及原理

由三运算放大器构成的仪表放大器如图 3-3 所示。电路中三运算放大器都接成比例运算电路的形式。三个集成运算放大器分为两级，第一级由 A_1 和 A_2 组成，它们均为同相比例放大器，输入电阻很大。第二级是 A_3，它是差分输入放大器，将差分输入转换为单端输出，且具有抑制共模信号的能力。

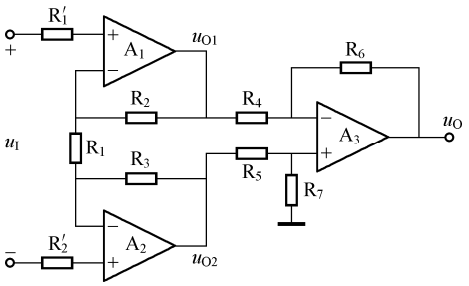


图 3-3　由三运算放大器构成的仪表放大器

在本电路中，要求元件参数对称，即

$$R_2=R_3,\quad R_4=R_5,\quad R_6=R_7$$

根据运算电路的基本分析方法，可得

$$u_O=-\frac{R_6}{R_4}\left(1+\frac{2R_2}{R_1}\right)(u_1-u_2) \qquad (3\text{-}4)$$

式中，u_1 和 u_2 分别是 A_1 和 A_2 的输入端电压信号，$u_I=u_1-u_2$，由式（3-4）可知，只要改变电阻 R_1，即可调节输出电压和输入电压之间的比例关系。如果将 R_1 开路，则式（3-4）就变为

$$u_O=-\frac{R_6}{R_4}u_I \qquad (3\text{-}5)$$

应当指出，电路中 R_4、R_5、R_6 和 R_7 电阻必须采用高精密电阻，并要精确匹配。否则，不仅会给输入与输出关系式带来误差，还会降低电路的共模抑制比。

在由三运算放大器构成的仪表放大器中，第一级的 A_1 和 A_2 两个放大器在性能指标上应尽量一致，可以选同一运算放大器芯片中的两个放大器，比如可选一个芯片中包含 4 个放大器的 LM324 或包含 2 个放大器的 LM358，不宜选一个芯片中只有 1 个放大器的 μA741。

2. 由三运算放大器构成的仪表放大器应用实例

【例 3.2】 图 3-4 所示是由三运算放大器（集成运算放大器 LM358）构成的仪表放大器，电源电压为±12V。图中，R_1=2kΩ，R_2=R_3=1kΩ，R_4=R_5=2kΩ，R_6=R_7=10kΩ，从 in1 处和 in2 处输入信号，从 u_O 处输出信号。图中，接在输出 u_O 处的虚拟电压表用于测量输出电压。

现在给 in1 处输入幅度为 2V 的直流电压信号，给 in2 处输入幅度为 1V 的直流电压信号，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出端的电压值，如图 3-4 所示。图中虚拟电压表显示的输出电压值为-9.99V。现在根据式（3-4），计算由三运算放大器构成的仪表放大器的理论放大倍数。

$$u_O=-\frac{R_6}{R_4}\left(1+\frac{2R_2}{R_1}\right)(u_1-u_2)=-\frac{10}{2}\times\left(1+\frac{2}{2}\right)\times(2-1)=-10$$

这表明在这种输入信号下，输出的实测结果和理论计算值是完全吻合的。现在给 in1 处和 in2 处输入不同幅度的直流电压信号，用 Proteus 交互仿真功能测出电路输出端的相应电压值，并把它填入表 3-1 中。

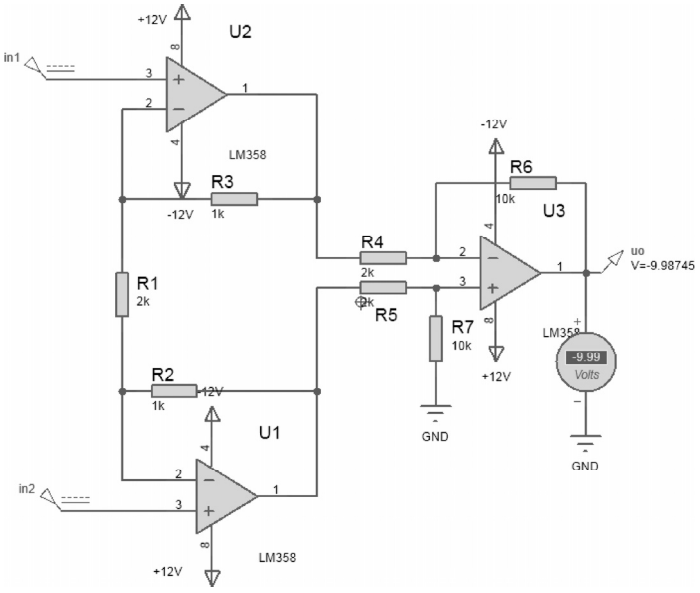


图 3-4 三运算放大器构成的仪表放大器

表 3-1 三运算放大器构成的仪表放大器功能测试

输入电压 in1 /mV	+2	+20	+200	+2000	+2000	+3000
输入电压 in2 /mV	+1	+10	+100	+1000	+800	+1000
计算 in1-in2/mV	+1	+10	+100	+1000	+1200	+2000
测量电压 u_O /V	-0.0057	-0.0957	-1.0	-10.0	-12.0	-12.0
实测值计算 A=u_O/(in1-in2)	-5.7	-9.57	-10.0	-10.0	-10.0	
理论值计算 A	-10	-10	-10	-10	-10	-10

由表 3-1 可见，当两输入信号电压差（in1-in2）太小（小于 10mV）或太大（大于 1200mV）时，电路就不能按给定的放大倍数（-10）不失真地放大输入电压。

3.3　集成仪表放大器

与前面介绍的由双运算放大器或三运算放大器构成的仪表放大器相比，单片集成仪表放大器可以达到更高的性能、更小的体积、价格也更低，而且使用维护更加方便。

单片集成仪表放大器有多家公司生产，如美国 B-B(Burr-Brown)公司和 ADI 公司等。常用集成仪表放大器有 INA122、INA103、INA126、INA128、INA129、INA155、AD620、AD621、AD622、AD623、AD624、MAX4460、MAX4461、MAX4462、LTC2053 等。

3.3.1　低价、低功耗仪表放大器 AD620

1. AD620 简介

AD620 仪表放大器的引脚排列如图 3-5 所示。其中 1、8 引脚要跨接一个电阻来调整放大倍数，4、7 引脚需提供正负相等的工作电压，由 2、3 引脚输入的电压即可从 6 引脚输出放大后的电压值。5 引脚是参考基准，如果接地则 6 引脚的输出为与地之间的相对电压。

AD620 的放大增益关系式如式（3-6）、式（3-7）所示，通过以上两式可推算出各种增益所要使用的电阻值 R_G。放大器增益 G 和电阻阻值 R_G 关系如表 3-2 所示。

$$G=\frac{49.4\text{k}\Omega}{R_G}+1 \qquad (3\text{-}6)$$

$$R_G=\frac{49.4\text{k}\Omega}{G-1} \qquad (3\text{-}7)$$

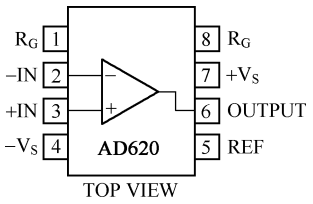


图 3-5　AD620 仪表放大器的引脚排列

表 3-2　增益 G 和电阻阻值 R_G 关系

所需增益 G	1%精度的 R_G 标准值/ Ω	所需增益 G	1%精度的 R_G 标准值/Ω
1.990	49.9k	100.0	499
4.984	12.4k	199.4	249
9.998	5.49k	495.0	100
19.93	2.61k	991.0	49.9
50.40	1.0k		

AD620 的基本特点为精度高、使用简单、低噪声，增益范围为 1～1000，只需一个电阻即可设定放大倍数，电源供电范围为±2.3～±18V，而且耗电量低，可用电池驱动，广泛应用于便携式仪器中。

2. AD620 的应用

1）用 AD620 实现毫伏信号放大

【例 3.3】 图 3-6 所示是用 AD620 实现毫伏信号放大电路图，采用双电源供电，电源电压为±5V。通过表 3-2 可知，要实现增益 G=10，只需在 8 引脚和 1 引脚之间接 5.49kΩ的电

阻。图中的输入信号 in1 为毫伏信号，AD620 的反相输入端（2 引脚）接地，AD620 的参考端（5 引脚）接地。从 AD620 的 6 引脚上看输出信号，输出信号 u_O 用虚拟电压表测量。在输入信号 in1 处接一虚拟电压毫伏表，用来测量输入的毫伏级电压信号。

在 in1 处输入 40mV 的信号，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出端的电压值，如图 3-8 所示。图中，虚拟电压表显示的输出电压值为+0.40V。由此可知，AD620 放大电路将+40.0mV 的信号放大 10 倍，变成+0.40V。

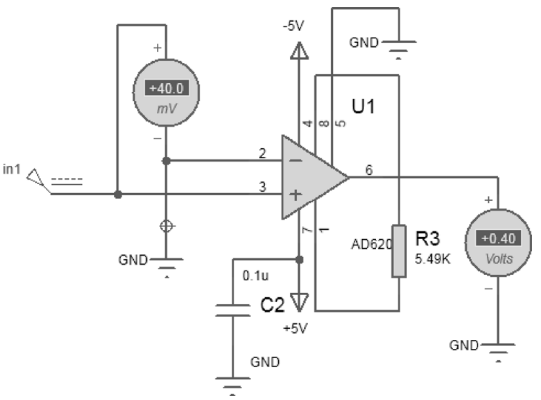


图 3-6　用 AD620 实现毫伏信号放大电路图

2）用 AD620 实现 K 型热电偶信号的放大

热电偶是温度测量中使用最广泛的传感器之一，其测量温区宽，一般在-180～2800℃的温度范围内均可使用。测量的准确度和灵敏度都较高。热电偶有多种型号，称作分度号，有 K、J、S、R、T、E、B 等分度号。不同分度号的热电偶在特定温度下输出的毫伏电压值不同。分度号为 K 的热电偶测温范围为-50～+1370℃。其中 0～+1233℃所对应的毫伏值为 0～+50.24mV（详情见 K 型热电偶分度表）。

【例 3.4】 图 3-7 所示是用 AD620 实现 K 型热电偶信号放大电路图，采用双电源供电，电源电压为±5V。由表 3-2 可知，要实现增益 G=100，只需在 AD620 的 8 引脚和 1 引脚之间接 499Ω的电阻。图中，TCK 为 K 型热电偶，其负端 CJ 接地，且和 AD620 的 2 引脚相连；热电偶的正端和 AD620 的 3 引脚相连。AD620 的参考基准（5 引脚）接地。从 u_O 处输出信号，输出信号 u_O 用虚拟电压表测量。在 K 型热电偶的两端接一虚拟电压毫伏表，用来测量 K 型热电偶随温度变化时输出的毫伏级电压。

调节 K 型热电偶的温度值使其等于 1233℃，图中虚拟电压毫伏表即显示与 1233℃对应的毫伏值+50.0mV，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出端的电压值，如图 3-7 所示。由图可见，虚拟电压表显示的电压值为+5.00V。调节 K 型热电偶的温度值使其等于 0℃，再执行一次，虚拟电压毫伏表将显示 0mV, 测量输出的虚拟电压表将显示 0.0V。由此可知，图 3-7 所示的电路将 K 型热电偶输出的 0～+50.0mV 的信号放大 100 倍，变成 0～+5.00V。仔细调试就会发现，不光是分度表的两头（0mV，+50.0mV）放大 100 倍是准确的，分度表的中间任何地方放大 100 倍都是准确的。对于这种 0～+5.0V 的输出电压信号可直接与接收 0～5V 电压信号的 A/D 转换器相连，从而实现温度值的采样。

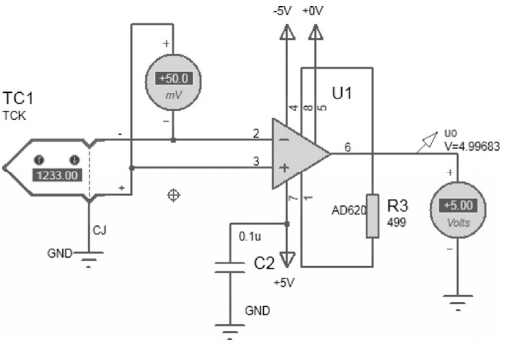


图 3-7　用 AD620 实现 K 型热电偶信号放大电路图

3）用 AD620 放大电路放大热电阻信号

热电阻传感器也是温度测量中使用最广泛的传感器之一，其测量原理是：当温度变化时热电阻传感器的电阻阻值发生变化，检测这种电阻的变化即可求出温度的变化。其测量温区一般在−200～+650℃的范围内。测量的灵敏度要比热电偶高。按热电阻的制作材料来分，有铂电阻、铜电阻和半导体热敏电阻三类。

AD620 放大电路要处理热电偶信号，只需对热电偶输出的毫伏电压信号进行放大即可，但是要处理热电阻信号，就不能光靠放大了。因为温度的变化对应电阻阻值的变化，测量电阻变化的常用的办法是电桥法，即把热电阻接在四个桥臂中的一个桥臂上，其余桥臂则连接已知阻值的固定电阻，用电桥把电阻的变化转换成毫伏电压变化后，再对毫伏电压进行放大，而达到目的。

【例 3.5】 图 3−8 是 AD620 通过电桥法测量热电阻信号电路连接图，电桥由 R_5、R_6、R_7 和 R_8 四个电阻组成，其中 R_7 是热电阻，其余是固定电阻。R_5=R_6=10kΩ，R_8=100Ω。R_3=499Ω，接在 AD620 的 1 引脚和 8 引脚之间，这样，电路的增益应为 100 倍。AD620 的两个输入端 2 引脚和 3 引脚，分别和一个 100Ω 的限流电阻 R_1、R_2 相连，+5V 上对地连接的 C_2=0.1μF 和 C_1=10μF 电容为去耦电容。AD620 的 5 引脚基准端 REF 接+0V 电压。从 u_O 处输出信号，输出信号 u_O 用虚拟电压表测量。在电桥的信号输出两端接一虚拟电压毫伏表，用来测量热电阻随温度变化而输出的毫伏级电压。

用 Proteus 交互仿真功能，先调节电阻 R_7 的阻值使其等于 121Ω，可以测出电路的输出端的电压值，如图 3−8 所示。图中，虚拟电压毫伏表显示−10.3mV，虚拟电压表显示的输出电压值为+1.03V。再调节电阻 R_7 的阻值使其等于 79Ω，可以测出电路的输出端的电压值，如图 3−9 所示。此时图中虚拟电压毫伏表显示+10.3mV，虚拟电压表显示的输出电压值为−1.03V。由此可知，当 AD620 的差分输入信号在±10mV 之间变化时，输出信号将在−1～+1V 之间变化，信号被放大了 100 倍。

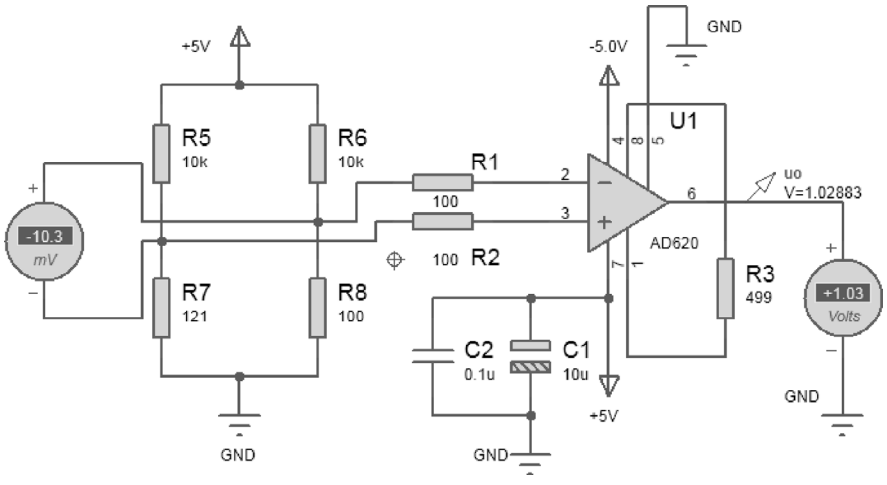


图 3−8　AD620 通过电桥法测量热电阻信号电路连接图（1）

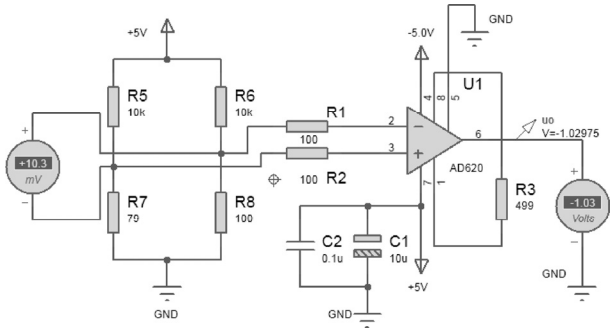


图 3-9　AD620 通过电桥法测量热电阻信号电路连接图（2）

3.3.2　低漂移、低功耗仪表放大器 AD621

1. AD621 简介

AD621 仪表放大器的引脚排列如图 3-10 所示。其中 1、8 引脚要跨接一个电阻来调整放大倍数，4、7 引脚需提供正负相等的工作电压，由 2、3 引脚输入的电压即可从 6 引脚输出放大后的电压值。5 引脚是参考基准，如果接地则 6 引脚的输出为与地之间的相对电压。

AD621 的放大增益关系如式（3-8）、式（3-9）所示，通过这两个式子可推算出 10～100 之间各个增益所要使用的电阻值 R_G。几个特殊的放大器增益 G 和电阻阻值 R_G 关系如表 3-3 所示。

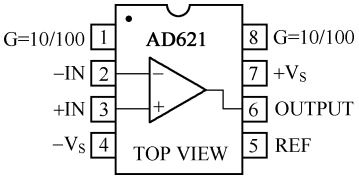


图 3-10　AD621 仪表放大器的引脚排列

$$G=1+\frac{9(R_G+6111.111)}{R_G+555.555} \qquad (3\text{-}8)$$

$$R_G=\frac{(G-1)555.555-55000}{(10-G)} \qquad (3\text{-}9)$$

表 3-3　增益 G 和电阻阻值 R_G 关系

所需增益 G	1%精度的 R_G 标准值/Ω	所需增益 G	1%精度的 R_G 标准值/ Ω
10	∞（指 1 和 8 引脚间开路时）	50	698
20	4.42k	100	0（指 1 和 8 引脚间短接时）

根据式（3-8）、式（3-9），若要增益 G 为 30，则

$$R_G=\frac{(G-1)555.555-55000}{10-G}=\frac{(30-1)555.555-55000}{10-30}\approx 1.945\text{k}\Omega$$

2. AD621 的应用

【例 3.6】 图 3-11 所示是用 AD621 实现信号放大电路图，采用双电源供电，电源电压为±5V。查表 3-3 可知，要实现增益 G=50，只需在 8 引脚和 1 引脚之间跨接 698Ω 的电阻。图中的输入信号 u_{i1} 和 u_{i2} 均为毫伏信号，AD621 的参考端（5 引脚）接地。从 AD621 的 6 引脚输出信号，输出信号用虚拟电压表测量。在输入信号 u_{i1} 和 u_{i2} 间接一虚拟电压毫伏表，用来测量输入的毫伏级电压信号。

当 u_{i1} 输入信号为 220mV、u_{i2} 输入信号为 180mV 时，用 Proteus 交互仿真功能可以测出电路的输出端的电压值，如图 3-11 所示。图中，虚拟电压毫伏表显示+40mV，虚拟电压表显示的输出电压值为+2.00V。由此可知，当 AD621 的差分输入信号为+40mV 时，输出信号为+2V，信号被放大了 50 倍。

要实现增益 G=30，只需在 8 引脚和 1 引脚之间跨接 1.945kΩ的电阻。

只改变 R_2 的电阻阻值为 1.945kΩ，其余不变。重新仿真，会发现虚拟电压表显示的输出电压值为+1.20V。

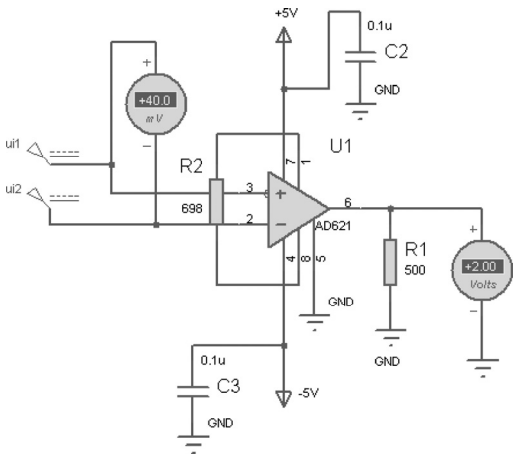


图 3-11　用 AD621 实现信号放大电路图

3.3.3　低成本仪表放大器 AD622

1. AD622 简介

AD622 仪表放大器的引脚排列如图 3-12 所示。其中 1、8 引脚要跨接一个电阻来调整放大倍数，4、7 引脚需提供正负相等的工作电压，由 2、3 引脚输入的电压即可从 6 引脚输出放大后的电压值。5 引脚是参考基准，如果接地则 6 引脚的输出为与地之间的相对电压。

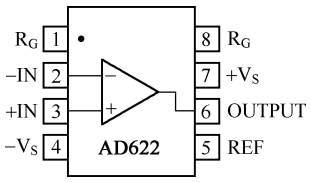


图 3-12　AD622 仪表放大器的引脚排列

AD622 给定放大增益求出电阻阻值的关系式如式（3-10）所示，放大器增益 G 和电阻阻值 R_G 关系如表 3-4 所示。

$$R_G=\frac{50.5\text{k}\Omega}{G-1} \qquad (3\text{-}10)$$

表 3-4　增益 G 和电阻阻值 R_G 关系

所需增益 G	1%精度的 R_G 标准值/Ω	所需增益 G	1%精度的 R_G 标准值/ Ω
2	51.1k	50	1.02k
5	12.7k	65	787
10	5.62k	100	511
20	2.67k	200	255
33	1.58k	500	102
40	1.3k	1000	51.1

2. AD622 的应用

【例 3.7】 图 3-13 所示是用 AD622 实现信号放大电路图，采用双电源供电，电源电压为±5V。查表 3-4 可知，要实现增益 G=100，只需在 8 引脚和 1 引脚之间跨接 511Ω 的电阻。图中的输入信号 u_{i1} 和 u_{i2} 均为毫伏信号，AD622 的参考端（5 引脚）接地。从 AD622 的 6 引脚输出信号，输出信号用虚拟电压表测量。在输入信号 u_{i1} 和 u_{i2} 间接一虚拟电压毫伏表，用来测量输入的毫伏级电压信号。

当 u_{i1}=230mV、u_{i2}=200mV 时，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出端的电

压值，如图 3-13 所示。图中，虚拟电压毫伏表显示+30mV，虚拟电压表显示的输出电压值为+3.01V。由此可知，当 AD622 的差分输入信号为+30mV 时，输出信号为+3.01V，信号被放大了 100 倍。

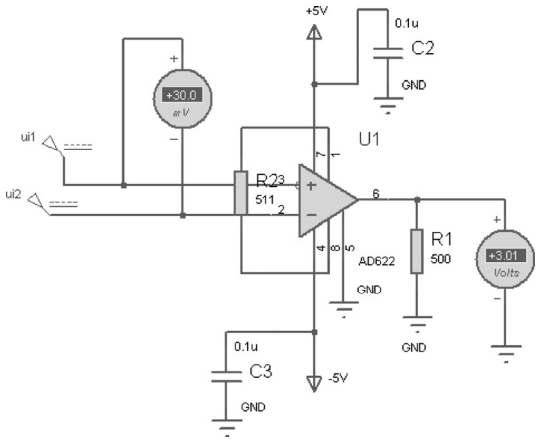


图 3-13　用 AD622 实现信号放大电路图

3.3.4　精密仪表放大器 AD624

1. AD624 简介

AD624 也是美国 ADI 公司推出的一种高精度、低噪声的仪表放大器。AD624 的共模抑制比可达 130dB（增益 500 或 1000 时），输入失调电压最大为 25μV，失调电压漂移最大为 0.25μV/℃，噪声峰-峰电压为 0.2μV（0.1～10Hz）。AD624 无须任何外部元件即可实现调整增益 1、100、200、500 和 1000，还可以利用外部跳线，通过编程获得额外增益。AD624 也可用一个外部电阻来设置增益，将增益设置为 1～10000 范围内的任何值。

1）AD624 的主要特点

低噪声峰-峰电压：0.2μV（0.1～10Hz）。

低非线性度：最大值 0.001%（G=1～200）。

高的共模抑制比：>130dB（G=500～10000）。

低输入失调电压：最大为 25μV。

低输入失调漂移：最大为 0.25μV/℃。

增益带宽积：25MHz。

无须任何外部元件即可实现调整增益 1、100、200、500 和 1000。

2）AD624 的引脚说明

AD624 的引脚排列如图 3-14 所示，各引脚说明如下。

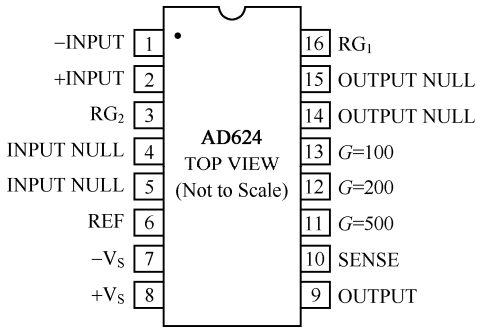


图 3-14　AD624 引脚排列

1 引脚：–INPUT。

2 引脚：+INPUT，信号+和–输入端。

3 引脚：RG2。
4 引脚：INPUT NULL。
5 引脚：INPUT NULL。
6 引脚：REF，基准参考端或参考电压输入端。
7 引脚：$-V_S$。
8 引脚：$+V_S$，正负电源+和−输入端。
9 引脚：OUTPUT，电压输出端。
10 引脚：SENSE 增益测定。
11 引脚：*G*=500 选择端。
12 引脚：*G*=200 选择端。
13 引脚：*G*=100 选择端。
14 引脚：OUTPUT NULL。
15 引脚：OUTPUT NULL。
16 引脚：RG_1，外接电阻接入引脚。

3）AD624 的增益选择

AD624 的增益由两种设定方法中任选一个方法确定，第一种方法是通过连接适当的增益端得到多种组合的增益值，如表 3-5 所示。

表 3-5　增益 *G* 和所需要连接的引脚关系

所需增益 *G*	引脚 3 需要连接的引脚	其他需要相互连接的引脚
1	–	—
100	13	—
125	13	11 到 16
137	13	11 到 12
186.5	13	11 到 12 到 16
200	12	—
250	12	11 到 13
333	12	11 到 16
375	12	13 到 16
500	11	—
624	11	13 到 16
688	11	11 到 12；13 到 16
831	11	16 到 12
1000	11	16 到 12；13 到 11

注意：

当所需增益 *G*=1 时，全不用连接；当所需增益 *G*=100 时，要把 3 引脚和 13 引脚相连；当所需增益 *G*=688 时，不仅要把 3 引脚和 11 引脚相连，还要把 11 引脚和 12 引脚相连及把 13 引脚和 16 引脚相连。

第二种方法是通过外部电阻器任意设定增益值，在如图 3-15 所示的电路中，在 3 引脚与 16 引脚之间连接电阻 R_G，其阻值由下式确定：R_G=40kΩ/(*G*−1)，*G* 为放大器增益。为达到最好的效果，R_G 应选用低温度系数的精密电阻器。比如，现在要用第二种方法确定增益，增益为 20 倍。R_G=40kΩ/(*G*−1)=40kΩ/19=2.105kΩ。这就是说，需要在 3 引脚与 16 引脚之间连接 2.105kΩ的电阻。

4）AD624 的若干实用电路

图 3-15 是 AD624 实现增益 G=20 电路连接图，图 3-16 是 AD624 实现增益 G=200 电路连接图。前者是用接入适当大小电阻的方法（第二种方法）设定增益；后者是用连接芯片上适当的增益端的方法（第一种方法）设定增益。图 3-17 是 AD624 和热电偶连接电路图。

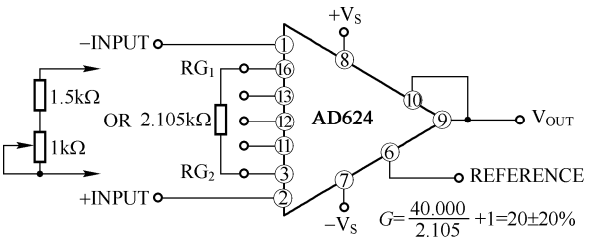


图 3-15　AD624 实现增益 G=20 电路连接图

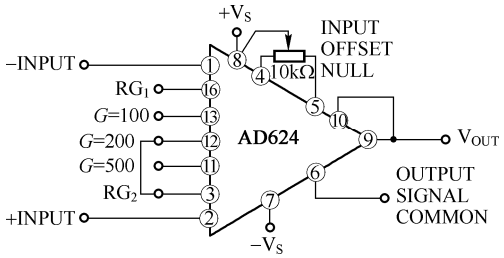


图 3-16　AD624 实现增益 G=200 电路连接图

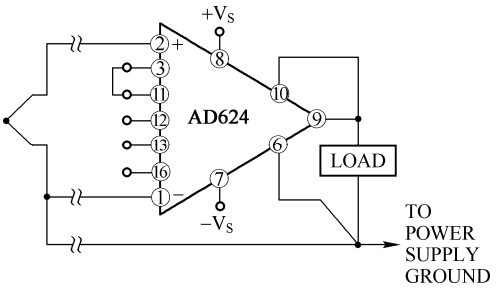


图 3-17　AD624 和热电偶连接电路图

2. AD624 的应用

1）用 AD624 实现增益 G=200

【例 3.8】 用 AD624 实现增益 G=200，查表 3-5 可知，要实现增益 G=200，只需把 3 引脚和 12 引脚相连。图 3-18 所示是 AD624 实现增益 G=200 电路图，输入信号为外加毫伏信号，采用双电源供电，电源电压为±5V。3 引脚和 12 引脚相连是为了实现增益 G=200。从 10 引脚上看输出信号，输出信号用虚拟电压表测量。在 in1 输入信号和 in2 输入信号之间接一虚拟电压毫伏表，用来测量两信号的差值电压。

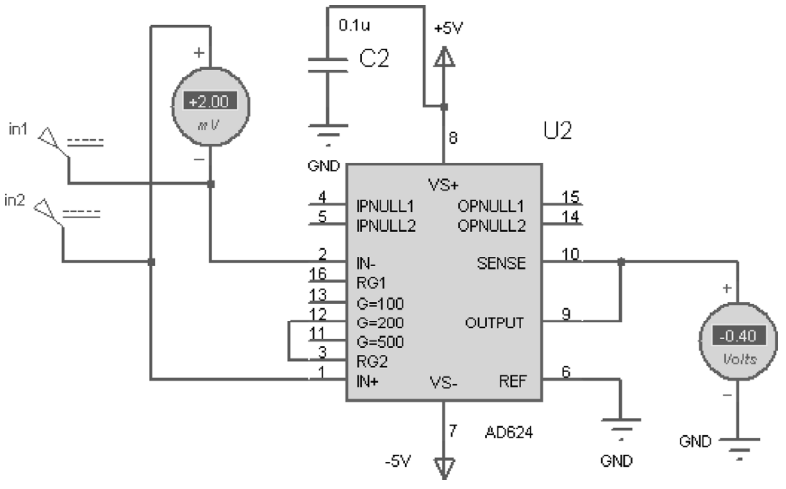


图 3-18　AD624 实现增益 G=200 电路图

当 in1=10mV、in2=12mV 时，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出输出电压值为−0.40V，如图 3-18 所示。由此可知，图 3-18 所示的 AD624 放大电路将输入的差分毫伏信号+2.00mV 放大−200 倍，变成−0.40V。

2）用 AD624 实现增益 *G*=1000

【例 3.9】 用 AD624 实现增益 *G*=1000，查表 3-5 可知，要实现增益 *G*=1000，不仅要把 3 引脚和 11 引脚相连，还要把 16 引脚和 12 引脚相连以及把 13 引脚和 11 引脚相连。图 3-19 所示是 AD624 实现增益 *G*=1000 电路图，输入信号为外加毫伏信号，采用双电源供电，电源电压为±5V。3 引脚和 11 引脚相连、16 引脚和 12 引脚相连以及 13 引脚和 11 引脚相连，这是为了实现增益 *G*=1000。从 u_O 处输出信号，输出信号 u_O 用虚拟电压表测量。在 in1 输入信号和 in2 输入信号之间接一虚拟电压毫伏表，用来测量两信号的差值电压。

当 in1=10mV、in2=12mV 时，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出输出电压值为−1.98V，如图 3-19 所示。由此可知，图 3-19 所示的 AD624 放大电路将输入的差分毫伏信号+2.00mV 近似放大−1000 倍，变成−1.98V。输入信号和输出信号是反相的。

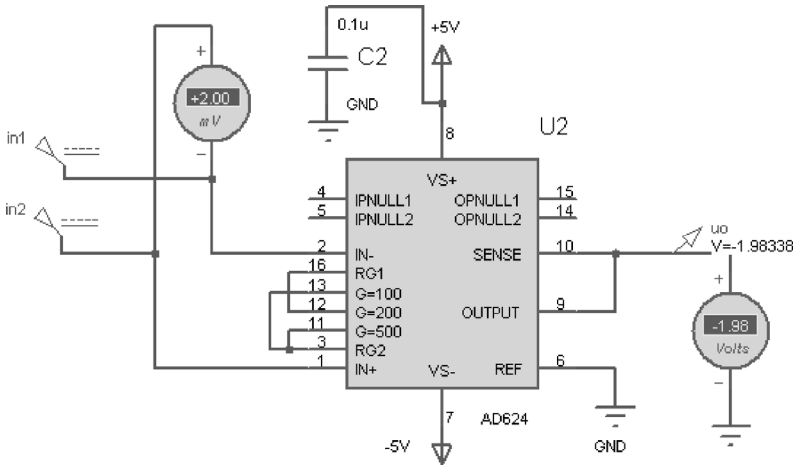


图 3-19　AD624 实现增益 *G*=1000 电路图

3.3.5　单电源满摆幅仪表放大器 MAX4460-62

1. MAX4460-62 简介

MAX4460/MAX4461/MAX4462 是一类具有高精度、低功耗及优异增益带宽积的仪表放大器。MAX4460 具有可调增益，以地作为参考电压。MAX4461 具有固定增益，分别为 1、10、100，同样以地作为参考电压，并具有逻辑控制的关断模式。MAX4462 具有固定增益，分别为 1、10、100，并有一个参考输入引脚（REF）。REF 设置零差分输入时的输出电压，允许在单电源应用时处理双极性信号。

MAX4461/MAX4462 的增益由制造厂调节为 1、10、100（后缀分别为 U、T 和 H），精度达±0.1%。MAX4460/MAX4461/MAX4462 具有高阻抗输入，特别适合于差分小信号电压，典型失调电压为 100μV，增益带宽积为 2.5MHz，在 2.85～5.25V 的单电源下使用

（MAX4462 也可在双电源下工作）。MAX4460/MAX4461/MAX4462 采用节省空间的 6 引脚 SOT23 封装和 8 引脚的 SO 封装，其引脚图如图 3-20 所示。其中，MAX4461 的 $\overline{\text{SHDN}}$ 为逻辑关断信号，低电平有效；MAX4462 的 REF 为参考电压信号；N.C.不用接。MAX4460 仪表放大器的增益通过两个外接电阻 R_1 和 R_2 来调整，其外接电阻图如图 3-21 所示。此时，放大器的增益 $G=1+R_2/R_1$，R_1 和 R_2 阻值之和应接近 100kΩ，否则影响测量精度。

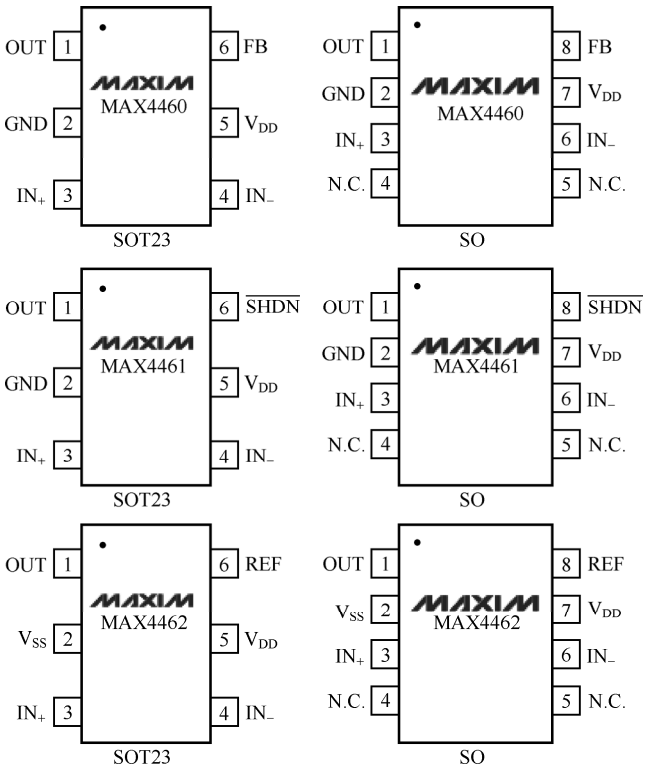


图 3-20 MAX4460/MAX4461/MAX4462 仪表放大器两种封装（SOT23 和 SO）的引脚图

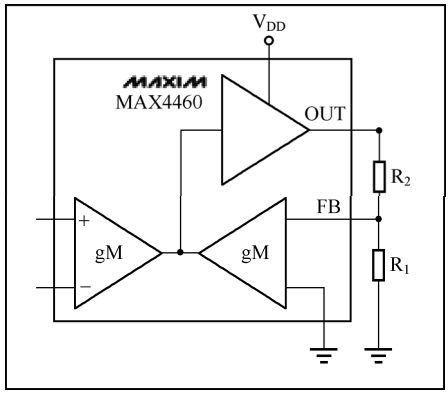


图 3-21 MAX4460 仪表放大器的外接电阻图

2. MAX4460/61/62 的应用

1）MAX4460 的应用

【例 3.10】图 3-22 是用 MAX4460 实现信号放大电路图，采用单电源供电，电源电压为+5V。R_1=10kΩ，R_2=90kΩ，根据放大器增益公式 G=1+R_2/R_1，此电路增益 G=1+90/10=10。图中的输入信号 in1 和 in2 均为毫伏信号，从 MAX4460 的 1 引脚处输出信号，输出信号用虚拟电压表测量。在输入信号 in1 和 in2 间接一虚拟电压表，用来测量输入的电压差分信号。

当 in1 输入信号为 80mV、in2 输入信号为 180mV 时，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路输出端的电压值，如图 3-22 所示。图中，虚拟电压表显示差分信号为+0.10V，电压表显示的输出电压值为+1.00V。由此可知，如图 3-22 所示的电路，可将输入的差分输入信号放大 10 倍。

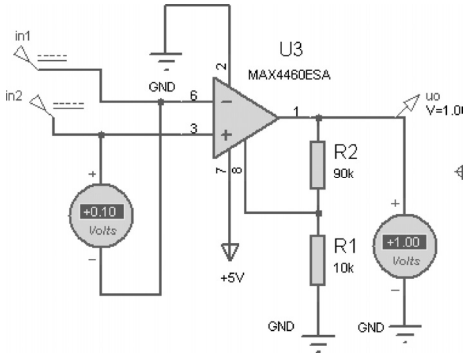


图 3-22　用 MAX4460 实现信号放大电路图

2）MAX4461 的应用

【例 3.11】 图 3-23 是 MAX4461 通过电桥法放大热电阻信号电路连接图，电桥由 R_5、R_6、R_7 和 R_8 四个电阻组成，其中 R_7 是热电阻，其余是固定电阻。R_5=R_6=10kΩ，R_8=100Ω。采用单电源供电，电源电压为+5V。因为芯片型号是 MAX4461HXXX，所以芯片的放大倍数为 100。8 引脚是关断脚，加高电平信号。从 MAX4461 的 1 引脚处输出信号，输出信号用虚拟电压表测量。在电桥的信号输出两端接一虚拟电压毫伏表，用来测量热电阻随温度变化时输出的毫伏级电压。

用 Proteus 交互仿真功能，先调节电阻 R_7 的阻值使其等于 79Ω，可以测出电路的输出端的电压值，如图 3-23 所示。图中，虚拟电压毫伏表显示+10.3mV，虚拟电压表显示的输出电压值为+1.04V。由此可知，如图 3-23 所示的电路，可将输入的差分信号放大 100 倍。

3）MAX4462 的应用

【例 3.12】 图 3-24 是用 MAX4462 实现信号放大电路图，采用单电源供电，电源电压为+5V。因为芯片型号是 MAX4462HXXX，所以芯片的放大倍数为 100。图中的输入信号 in1 和 in2 均为毫伏信号，从 MAX4462 的 1 引脚处输出信号，输出信号用虚拟电压表测量。在输入信号 in1 和 in2 间接一虚拟毫伏电压表，用来测量输入的电压差分信号。

当 in1 输入信号为 130mV、in2 输入信号为 180mV 时，用 Proteus 交互仿真功能，

可以测出电路的输出端的电压值，如图 3-24 所示。图中，虚拟毫伏电压表显示差分信号为+50mV，电压表显示的输出电压值为+5.00V。由此可知，可将输入的差分信号放大 100 倍。

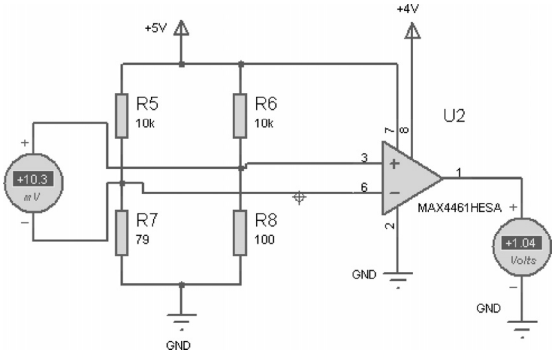


图 3-23 MAX4461 通过电桥法放大热电阻信号电路连接图

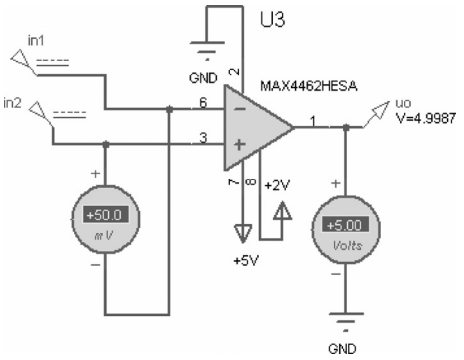


图 3-24 用 MAX4462 实现信号放大电路图

3.3.6 轨对轨仪表放大器 LTC2053

1. LTC2053 简介

LTC2053 是一种轨对轨、零漂移仪表放大器。其差分输入的工作范围为轨到轨，单端输出的摆幅为轨到轨。LTC2053 可在低至 2.7V 的单电源下使用，也可在±5.5V 双电源下工作。LTC2053 的输入失调电压保证低于 10μV，输入失调电压温度漂移小于 50nV/℃。LTC2053 的增益通过两个外部电阻器来调节。

LTC2053 仪表放大器的引脚排列如图 3-25 所示。其中，1 引脚是低电位使能脚，4、8 引脚需提供正负相等的工作电压，由 2、3 引脚输入的电压即可从 7 引脚输出放大后的电压值。5 引脚是参考基准，如果接地则 7 引脚的输出为与地之间的相对电压。6 引脚为 RG 端，连接电阻端。而增益靠两个电阻的比值来调节。

图 3-26 是 LTC2053 仪表放大器的两种基本应用图。其中，图 3-26（a）是单电源单位增益应用图；图 3-26（b）是双电源、增益由电阻比决定的应用电路图。由图 3-26（b）可见，$U_{OUT}=(1+R_2/R_1)U_D+U_{REF}$。若 5 引脚接地，则 $U_{OUT}=(1+R_2/R_1)U_D$。

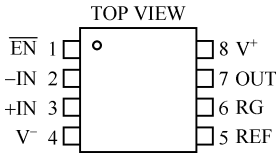
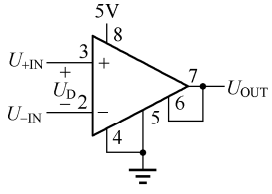
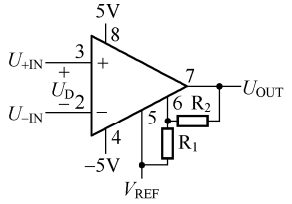


图 3-25 LTC2053 仪表放大器的引脚排列



0V＜U_{+IN}＜5V
0V＜U_{-IN}＜5V
0V＜U_D＜3.7V
$U_{OUT}=U_D$

（a）



–5V＜U_{-IN}＜5V AND $|U_{-IN}-U_{REF}|$＜5.5V
–5V＜U_{+IN}＜5V AND $|U_{+IN}-U_{REF}|$＜5.5V
–5V＜U_D+U_{REF}＜3.7V
$U_{OUT}=\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)U_D+U_{REF}$

（b）

图 3-26 LTC2053 仪表放大器的两种基本应用图

2. LTC2053 的应用

1）用 LTC2053 将信号放大 5 倍

【例 3.13】 图 3-27 所示是用 LTC2053 实现信号放大 5 倍电路图，采用单电源供电，电源电压为+5V。图 3-27 中，R_1=10kΩ，R_2=40kΩ，根据 LTC2053 放大器增益公式，可知增益 G=1+R_2/R_1=1+4=5。图中的输入信号 in1 和 in2 均为毫伏信号，LTC2053 的参考端（5 引脚）接地。从 LTC2053 的 7 引脚处输出信号，输出信号用虚拟电压表测量。在输入信号 in1 和 in2 间接一虚拟毫伏电压表，用来测量输入的毫伏级电压信号。

当 in1 输入信号为 80mV，in2 输入信号为 180mV 时，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出端的电压值，如图 3-27 所示。图 3-27 中，虚拟毫伏电压表显示差分信号为+0.10V，电压表显示的输出电压值为+0.50V。由此可知，可将输入的差分信号放大 5 倍。

2）LTC2053 单电源单位增益放大器

【例 3.14】 图 3-28 所示是 LTC2053 单电源单位增益放大器电路图，采用单电源供电，电源电压为+5V。图 3-28 中的输入信号 in1 和 in2 均为毫伏信号，LTC2053 的参考端（5 引脚）接地，6 引脚和 7 引脚连接到一起。从 LTC2053 的 7 引脚处输出信号，输出信号用虚拟电压表测量。在输入信号 in1 和 in2 间接一虚拟毫伏电压表，用来测量输入的毫伏级电压信号。

当 in1 输入信号为 80mV，in2 输入信号为 180mV 时，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出端的电压值，如图 3-28 所示。图 3-28 中，虚拟毫伏电压表显示差分信号为+0.10V，电压表显示的输出电压值为+0.10V。由此可知，如图 3-28 所示的电路，可实现单位增益放大，也就是输出信号和输入信号一样大。

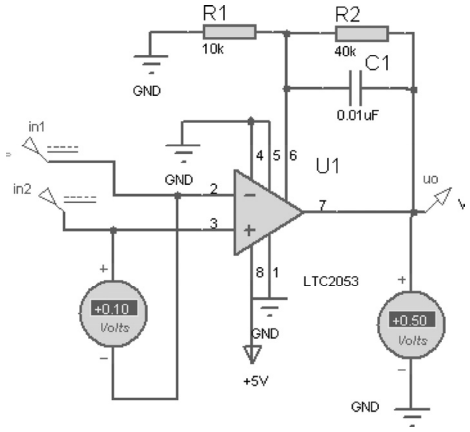


图 3-27　用 LTC2053 实现信号放大 5 倍电路图

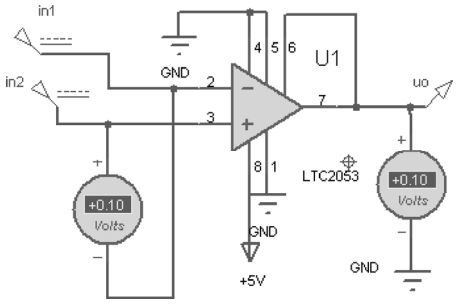


图 3-28　LTC2053 单电源单位增益放大器电路图

3. 用 LTC2053 构成的输出 2.5V 精密电压参考源

【例 3.15】 图 3-29 所示是用 LTC2053 构成的输出 2.5V 精密电压参考源，采用单电源供电，电源电压为+12V。图中的 AD584 是一个可以提供 5V 稳定电压的参考源芯片，它输出的 5V 电压接 LTC2053 的同相输入端 3 引脚，AD584 也是+12V 供电。图中，R_1=1kΩ，C_2=0.1μF。LTC2053 的参考端（5 引脚）接地，从 LTC2053 的 7 引脚处输出信号，输出信号用虚拟电压表测量。在 AD584 的 5V 电压输出端接一虚拟电压表，用来监测输出的 5V 电压

信号。

用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出端的电压值，如图 3-29 所示。图 3-29 中 AD584 的 5V 电压输出端的虚拟电压表显示+5.00V，LTC2053 的 7 引脚上电压表显示+2.50V。由此可知，如图 3-29 所示的电路可输出 2.5V 精密电压。

4. LTC2053 双电源单位增益放大器

【例 3.16】 图 3-30 所示是 LTC2053 双电源单位增益放大器电路图，采用双电源供电，电源电压为±5V。LTC2053 的参考端 5 引脚接同相输入端，同相输入端在接入外部电压信号 in1，2053 的反相输入端 2 引脚接地，6 引脚与 7 引脚相连。从 7 引脚输出信号，输出信号用虚拟电压表 测量。

当 in1 输入信号为 180mV，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出端的电压值，如图 3-30 所示。图 3-30 中左侧的虚拟电压表显示+0.18V，右侧的虚拟电压表也显示+0.18V。由此可知，如图 3-30 所示的双电源电路也可实现单位增益放大。

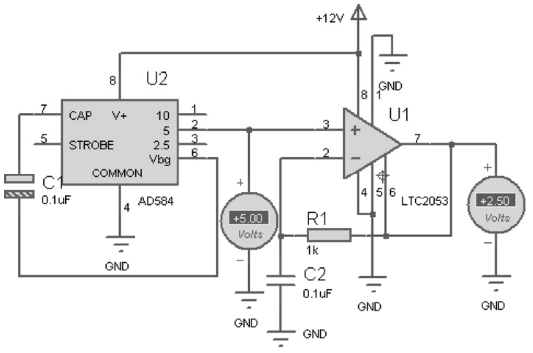


图 3-29 用 LTC2053 构成的输出 2.5V 精密电压参考源

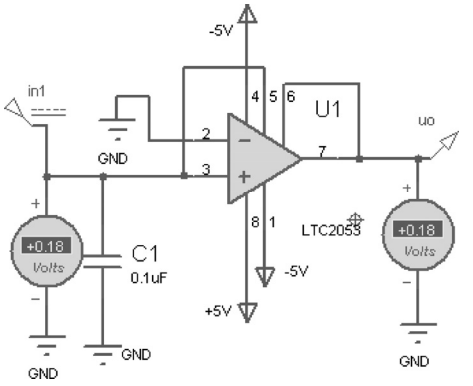


图 3-30 LTC2053 双电源单位增益放大器电路图



（1）仪表放大器源于运算放大器，优于运算放大器。仪表放大器也称为精密放大器、测量放大器、仪用放大器，多用于弱信号放大。仪表放大器除具有足够的放大倍数外，还要有较高的输入电阻和较高的共模抑制比。仪表放大器分两类，一类是用普通放大器构成的，常见的是用两个或三个运算放大器和若干只电阻组成的；另一类是集成仪表放大器。

（2）集成仪表放大器种类很多，功能各异。有单电源供电的，也有双电源供电的；有轨对轨的；有诸如低功耗的、低电压的、低漂移的、低噪声的；有高精度的、高阻抗的、高增益的、高速度的。

第4章　由运算放大器构成的模拟信号运算电路

运算放大器，有“运算”和“放大”的功能，本章介绍其“运算”的功能。以下将依次介绍比例运算电路、加运算电路、减运算电路、加减运算电路、积分运算电路、微分运算电路、对数运算电路和指数运算电路。



4.1　比例运算电路

比例运算电路就是前面介绍过的集成运算放大器基本放大电路。输入和输出信号之间的关系满足线性代数方程，$y=kx$（k 为比例系数）。比例运算电路包括前面介绍过的三种基本放大电路中的前两种，即反相输入放大电路和同相输入放大电路。

反相输入放大器和同相输入放大器的输入电压 u_I 与输出电压 u_O 的关系式分别为 $u_O=-\frac{R_f}{R}u_I$，$u_O=\left(1+\frac{R_f}{R}\right)u_I$，因电阻 R_f/R 之比（令 $k=R_f/R$）是常数，因此上述两个电路的输出电压与输入电压之间的关系是比例关系，从而实现了比例运算。调节 R_f/R 的比值，就可以改变比例系数 k，进而改变放大量。

若反相输入放大器的 $R_f=R$，比例系数 $k=-1$，就实现了 $y=-x$ 的符号求反运算。该电路又称为反相器。同相输入放大器的放大倍数不能小于 1，当电阻 $R \gg R_f$ 时，比例系数 $k \approx 1$，$y \approx x$，输出信号约等于输入信号。在同相输入放大电路中，将输出电压的全部反馈到反相输入端，就构成电压跟随器。这种电路的输出电压和输入电压的关系为 $u_O=u_I$，即 $y=x$，输出信号完全等于输入信号。从理论上说，在反映比例运算的线性代数方程 $y=kx$ 中，k 可以取除零以外的任何实数。



4.2　加减运算电路

实现多个输入信号按各自不同的比例求和或求差的电路统称为加减运算电路。若所有输入信号均作用于集成运算放大器的同一输入端，则实现加法运算；若一部分输入信号作用于同相输入端，而另一部分输入信号作用于反相输入端，则实现加减运算。

4.2.1 求和运算电路

1．反相求和运算电路

反相求和运算电路的多个输入信号均作用于集成运算放大器的反相输入端，如图 4-1 所示。根据“虚短”和“虚断”的原则，在 $R_4=R_1/\!/R_2/\!/R_3$ 的前提下，可得出 u_O 表达式为

$$u_O=-R_f\left(\frac{u_{I1}}{R_1}+\frac{u_{I2}}{R_2}+\frac{u_{I3}}{R_3}\right) \tag{4-1}$$

或

$$u_O=-\frac{R_f}{R_1}u_{I1}-\frac{R_f}{R_2}u_{I2}-\frac{R_f}{R_3}u_{I3} \tag{4-2}$$

如果电路中 $R_1=R_2=R_3=R_f$，则式（4-2）变成

$$u_O=-(u_{I1}+u_{I2}+u_{I3}) \tag{4-3}$$

此时，输出电压即各电压之和。

电压相加带来波形相加，如果有两个电压，一个是矩形波，一个是正弦波，如图 4-2 所示，接到反相求和电路的输入端，且取 $R_1=R_2=R_f$，则相加结果得到的是两波形之和并反相，即 u_O 的波形。

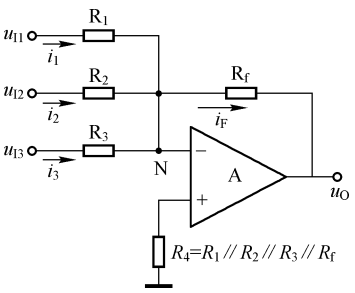


图 4-1 反相求和运算电路

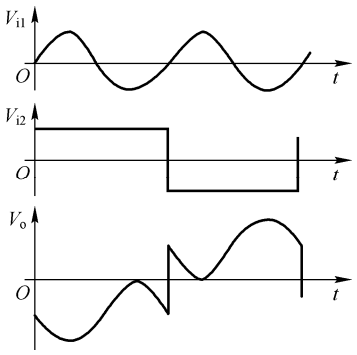


图 4-2 两波形相加结果

2．同相求和运算电路

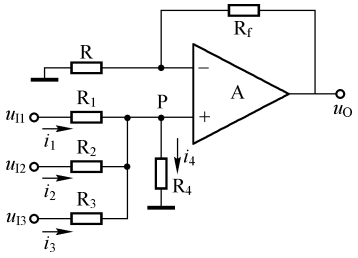


图 4-3 同相求和运算电路

当多个输入信号同时作用于集成运算放大器的同相输入端时，就构成同相求和运算电路，如图 4-3 所示。根据“虚短”和“虚断”的原则，可得出 u_O 表达式为

$$u_O=R_f\left(\frac{u_{I1}}{R_1}+\frac{u_{I2}}{R_2}+\frac{u_{I3}}{R_3}\right) \tag{4-4}$$

但上式成立的条件是 $R/\!/R_f=R_1/\!/R_2/\!/R_3/\!/R_4$。式（4-4）与式（4-2）相比只差一个符号，但式（4-4）只有在严格的匹配情况下才是正确的。如果调整某一路信号的电阻（R_1、

R_2 或 R_3）的阻值，则必须相应改变 R_4 的阻值，使 $R /\!/ R_f$ 严格与 $R_1 /\!/ R_2 /\!/ R_3 /\!/ R_4$ 相等，所以没有反相求和运算电路那么方便。

4.2.2　加减运算电路

从前面的分析可知，电路的输出电压与同相输入端信号电压极性相同，与反相输入端信号电压极性相反，因而如果多个信号同时作用于两个输入端时，必然可以实现加减运算。如图 4-4 所示为四个输入的加减运算电路。

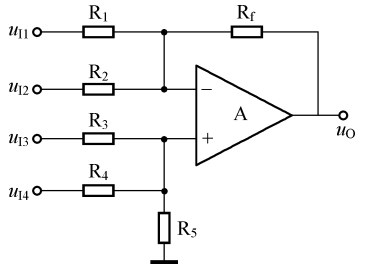


图 4-4　加减运算电路

实现加减运算时，在 $R_1 /\!/ R_2 /\!/ R_f = R_3 /\!/ R_4 /\!/ R_5$ 的前提下，可推出输出电压 u_O 与各个输入信号的关系为

$$u_O = R_f\left(\frac{u_{I3}}{R_3}+\frac{u_{I4}}{R_4}-\frac{u_{I1}}{R_1}-\frac{u_{I2}}{R_2}\right) \tag{4-5}$$

若电路只有两个输入信号，且参数对称，则

$$u_O = \frac{R_f}{R_1}(u_{I2}-u_{I1}) \tag{4-6}$$

这就是第 2 章介绍过的差分放大电路输入与输出关系式。

4.2.3　组合加减运算电路

从前面的分析可知，同相输入求和电路与反相输入求和电路相比有很多缺点。如图 4-5 所示是一个由两级反相输入求和器组成的加减运算电路，可称为组合加减运算电路。和前面的由一个运算放大器组成的加减运算电路不同，这里要用两个运算放大器。由于反相输入放大器具有很深的电压负反馈，其输出电阻可视为零，考虑后级输入电压时前级等效内阻为零，即前级的输出电压等于后级的输入电压。

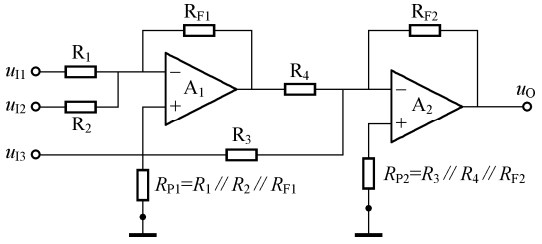


图 4-5　组合加减运算电路

可推得，这种组合加减运算电路的输出与输入函数关系为

$$u_O = R_{F2}\left[\frac{R_{F1}}{R_4}\left(\frac{u_{I1}}{R_1}+\frac{u_{I2}}{R_2}\right)-\frac{u_{I3}}{R_3}\right] \tag{4-7}$$

若取 $R_{F1}=R_4$，则

$$u_O = R_{F2}\left(\frac{u_{I1}}{R_1}+\frac{u_{I2}}{R_2}-\frac{u_{I3}}{R_3}\right) \tag{4-8}$$

若再取 $R_{F2}=R_1=R_2=R_3$，则

$$u_O = u_{I1} + u_{I2} - u_{I3} \tag{4-9}$$

凡欲相加的电压均加在运算放大器 A_1 的反相输入端，凡欲减去的量都接在运算放大器 A_2 的反相输入端，使用这种组合加减运算电路非常灵活方便。

4.2.4 求和及加减运算电路应用实例

1. 反相求和运算电路

【例 4.1】 图 4-6 是由集成运算放大器 μA741 构成的反相求和运算电路，电源电压为±12V。图中，$R_1=R_2=R_3=R_F=10k\Omega$，$R_4=2.5k\Omega$，这样 R_4 的电阻值就满足关系式 $R_4=R_1//R_2//R_3//R_F$。从 INPUT1、INPUT2 和 INPUT3 处输入信号，从 OUTPUT 处输出信号。现在设定 INPUT1、INPUT2 和 INPUT3 三个输入端，均输入电压值为 1V 的直流信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的输入/输出关系图，如图 4-7 所示。图中最上面的黑线是 INPUT1 的 1V 电压输入线，最下面的红线是-3V 电压输出线。由图可见，当三个输入端均加 1V 直流信号时，输出是-3V 的直流信号, 满足反相求和运算电路计算公式（4-1），即 $u_O=-R_f\left(\frac{u_{I1}}{R_1}+\frac{u_{I2}}{R_2}+\frac{u_{I3}}{R_3}\right)=-(u_{I1}+u_{I2}+u_{I3})=-(1+1+1)=-3$（V）。

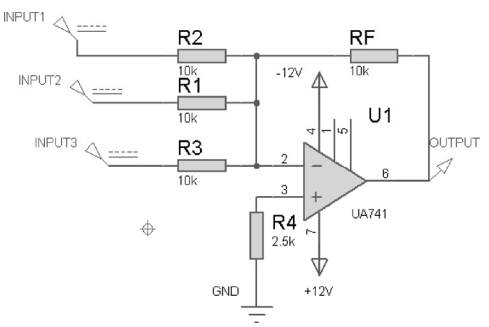


图 4-6 由集成运算放大器 μA741 构成的反相求和运算电路

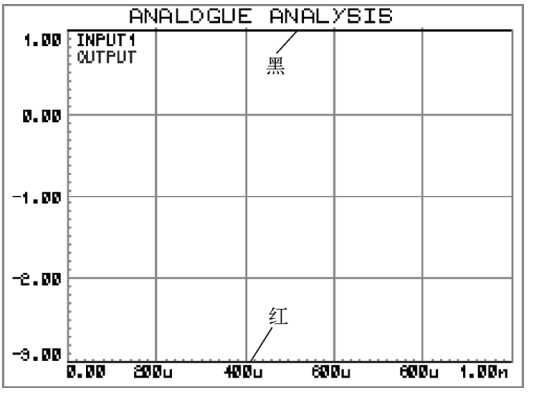


图 4-7 由集成运算放大器 μA741 构成的反相求和运算电路输入/输出关系图

2. 同相求和运算电路

【例 4.2】 图 4-8 是由集成运算放大器 μA741 构成的同相求和运算电路，电源电压为±12V。图中，$R_1=R_2=R_3=R_4=100k\Omega$，$R=R_F=50k\Omega$，这样才符合条件 $R_N=R_P$，且 $R_N=R//R_f$ 和 $R_P=R_1//R_2//R_3//R_4$。从 u_{I1}、u_{I2} 和 u_{I3} 处输入信号，从 u_O 处输出信号。

现在设定 u_{I1}、u_{I2} 和 u_{I3} 三个输入端，均输入电压值为 1V 的直流信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的输入/输出关系图，如图 4-9 所示。图中最下面的黑线是 u_{I1} 的 1V 电压输入线，上面的红线是 1.5V 电压输出线。由图可见，当三个输入端均加 1V 直流信号时，输出是 1.5V 的直流信号，满足同相求和运算电路计算公式（4-4），即 $u_O=$

$R_f\left(\frac{u_{I1}}{R_1}+\frac{u_{I2}}{R_2}+\frac{u_{I3}}{R_3}\right)=50\times\left(\frac{1}{100}+\frac{1}{100}+\frac{1}{100}\right)=\frac{1}{2}+\frac{1}{2}+\frac{1}{2}$=1.5(V)。除了用 Proteus 图形仿真功能外，也可用 Proteus 交互仿真功能仿真，得出同样的结论。在加入相同输入信号的条件下，图中的虚拟电压表显示+1.5V，如图 4-8 所示。

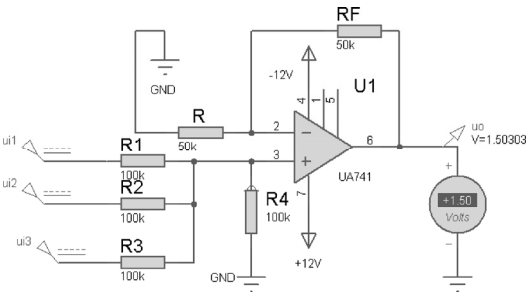


图 4-8　由集成运算放大器 μA741 构成的同相求和运算电路

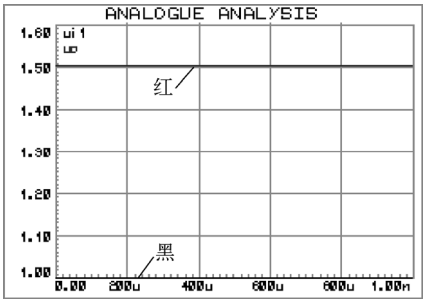


图 4-9　由集成运算放大器 μA741 构成的同相求和运算电路输入/输出关系图

3. 加减运算电路

【例 4.3】 图 4-10 是由集成运算放大器 μA741 构成的加减运算电路，电源电压为±12V。图中，R_1=R_2=R_3=R_4=R_5=R_F=10kΩ，这样才符合条件 R_N=R_P，且 R_N =R // R_f 和 $R_P=R_1$ //R_2 // R_3// R_4。从 u_{I1}、u_{I2}、u_{I3} 和 u_{I4} 处输入信号，从 u_O 处输出信号。

现在设定 u_{i1}～u_{i4} 四个输入端，均输入电压值为 1V、频率为 1kHz 的交流信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的输入/输出关系图，如图 4-11 所示。图中呈正弦波的黑线是 u_{i1} 频率为 1kHz 的 1V 电压输入线，中间的红线是 0V 电压输出线。由图可见，当四个输入端均加入同频率（1kHz）、同幅度（1V）交流信号时，输出是 0V 的直流信号。这是因为，按公式(4-4)，$u_O=R_f\left(\frac{u_{I3}}{R_3}+\frac{u_{I4}}{R_4}-\frac{u_{I1}}{R_1}-\frac{u_{I2}}{R_2}\right)=10\times\left(\frac{1}{10}+\frac{1}{10}-\frac{1}{10}-\frac{1}{10}\right)=0$(V)。

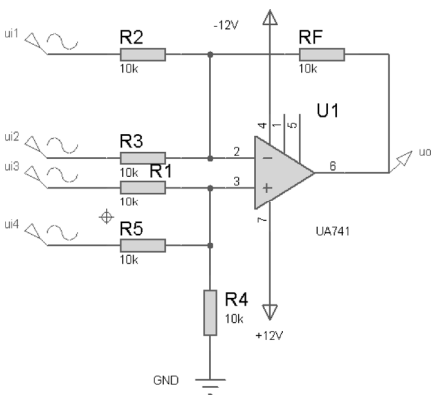


图 4-10　由集成运算放大器 μA741 构成的加减运算电路

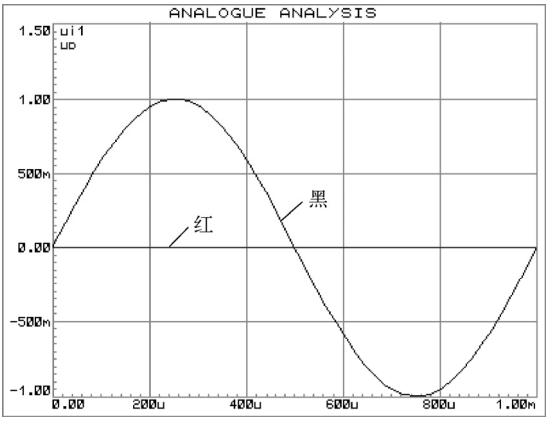


图 4-11　由集成运算放大器 μA741 构成的加减运算电路输入/输出关系图

4. 差分输入相减电路

【例 4.4】 图 4-12 是由集成运算放大器 LM358 构成的差分输入相减电路。已知，电源电压为±12V，$R_1=R_2=10\text{k}\Omega$，$R_{F1}=R_{F2}=10\text{k}\Omega$。试求该电路的输入与输出关系。

解：经检查 $R_1=R_2$，$R_{F1}=R_{F2}$，且 $R_1=R_{F1}$。这样就可利用式（4-6）来计算输出值。若 u_{I1}、u_{I2} 两个输入端，u_{I1} 输入电压值为 200mV 的直流信号，u_{I2} 输入电压值为 100mV 的直流信号，用 Proteus 的交互仿真功能，可以测出电路的输出值，如图 4-12 所示。图中输入端的虚拟电压表显示-0.10V，输出端的虚拟电压表显示-0.09V。现在，我们看用计算公式算出的数值是多少？根据式（4-6）得

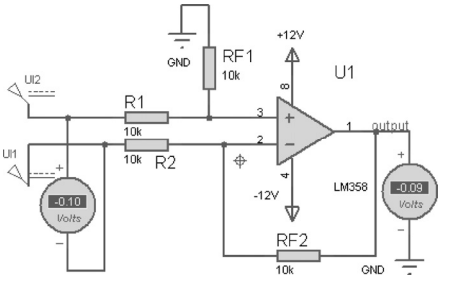


图 4-12 由集成运算放大器 LM358 构成的差分输入相减电路

$$u_O=\frac{R_f}{R_1}(u_{I2}-u_{I1})=\frac{10}{10}\times(0.1-0.2)=1\times(-0.1)=-0.1(\text{V})$$

可见，交互仿真得出的电路输出值与理论计算值是大致一样的。

5. 组合加减运算电路

【例 4.5】 图 4-13 是由两路集成运算放大器 LM324 构成的组合加减运算电路。已知，电源电压为±12V，$R_{F1}=R_4=10\text{k}\Omega$，$R_{F2}=R_1=R_2=R_3=10\text{k}\Omega$，$R_{P1}=R_{P2}=3.3\text{k}\Omega$。试求该电路的输入与输出关系。

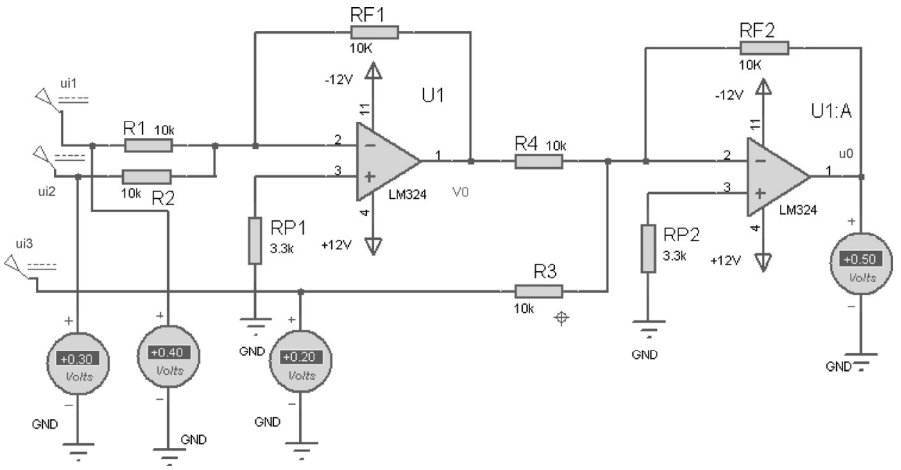


图 4-13 由两路集成运算放大器 LM324 构成的组合加减运算电路

解：因图 4-13 中电阻阻值满足以下关系：$R_{F1}=R_4$；$R_{F2}=R_1=R_2=R_3$；$R_{P1}=R_1//R_2//R_{F1}$；$R_{P2}=R_3//R_4//R_{F2}$。根据前面介绍的组合加减运算电路特点，就可利用式（4-9）来计算电路的电压输出值。

$$u_O=u_{i1}+u_{i2}-u_{i3}$$

若在 u_{i1}、u_{i2} 和 u_{i3} 三个输入端中，u_{i1} 端输入电压值为+0.4V 的直流信号，u_{i2} 端输入电压值为+0.3V 的直流信号，u_{i3} 端输入电压值为+0.2V 的直流信号，用 Proteus 的交互仿真功能，可以得出电路的输出值，如图 4-13 所示。图中的虚拟电压表显示+0.5V。现在，我们看用计算公式算出的数值是多少？根据式（4-9），可得出

$$u_O = u_{i1} + u_{i2} - u_{i3} = 0.4 + 0.3 - 0.2 = 0.5(V)$$

可见，用交互仿真得出的电路输出值与理论计算值是一致的。

4.3　积分运算电路和微分运算电路

积分运算和微分运算互为逆运算。积分运算电路共有两种，一种是 RC 阻容电路，一种是由集成运算放大器构成的积分运算电路；微分运算电路也有两种，一种是 RC 阻容电路，一种是由集成运算放大器构成的微分运算电路。这里，主要讨论由集成运算放大器构成的积分运算电路和微分运算电路。

4.3.1　积分运算电路

1. 基本积分运算电路

图 4-14 是由集成运算放大器构成的基本积分运算电路（或称反相积分运算电路），图中用虚线连接的电阻是为防止低频增益过大而加的。根据“虚短”和“虚断”的原则，可推得 u_O 表达式为

$$u_O = -\frac{1}{RC}\int u_I \, dt \qquad (4-10)$$

上式表明，输出电压 u_O 是输入电压对时间的积分，负号表示输出电压和输入电压在相位上是相反的。

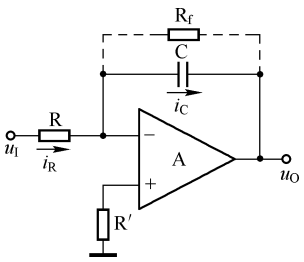
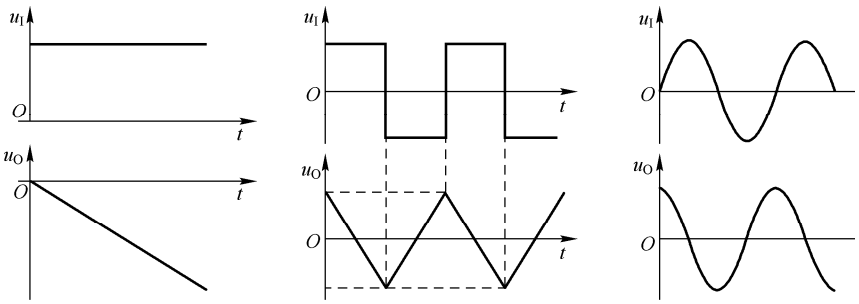


图 4-14　基本积分运算电路

当 u_I 为常量时，输出电压

$$u_O = -\frac{1}{RC}u_I(t_2 - t_1) + u_O(t_1) \qquad (4-11)$$

当输入为阶跃信号时，若 t_0 时刻电容上的电压为零，则输出电压波形如图 4-15（a）所示。当输入为方波和正弦波时，输出电压波形分别如图 4-15（b）和（c）所示。



（a）输入为阶跃信号　（b）输入为方波　（c）输入为正弦波

图 4-15　积分运算电路在不同输入情况下的波形

2. 同相积分运算电路——一个积分电容

被积分的信号和积分电容都接在运算放大器的同相输入端就构成同相积分运算电路。电路如图 4-16 所示。设 $R_1 = R_2 = R_F = R'_F = R$，根据“虚短”和“虚断”的原则，可推得 u_O 表达式为

$$u_O = \frac{2}{RC}\int u_I \, dt \tag{4-12}$$

上式表明，同相积分运算电路的输出电压 u_O 是反相积分运算电路的两倍。

3. 同相积分运算电路——两个积分电容

具有两个积分电容的同相积分运算电路如图 4-17 所示。设 $R_1 = R_2 = R$，根据“虚短”和“虚断”的原则，可推得 u_O 表达式为

$$u_O = \frac{1}{RC}\int u_I \, dt \tag{4-13}$$

上式表明，具有两个积分电容的同相积分运算电路的输出电压 u_O 与反相积分运算电路相同，只差一个符号。

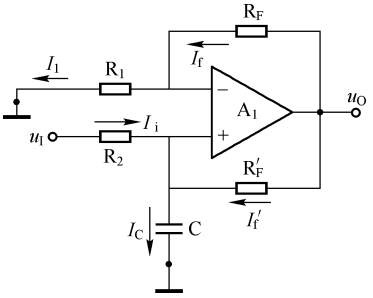


图 4-16 同相积分运算电路——一个积分电容

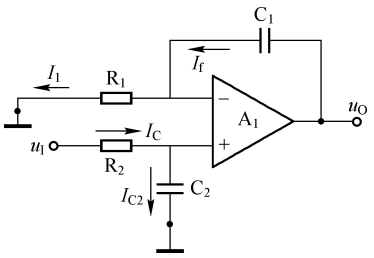


图 4-17 同相积分运算电路——两个积分电容

4. 差分积分运算电路

把图 4-17 所示的同相积分运算电路的反相输入端不接地而输入信号，就变成图 4-18 所示的差分积分运算电路。电路中有两组积分元件 R_1、C_1 和 R_2、C_2，$u_I = u_{I1} - u_{I2}$。根据“虚短”和“虚断”的原则，可推得 u_O 表达式为

$$u_O = -\frac{1}{RC}\int (u_{I1} - u_{I2})\, dt = -\frac{1}{RC}\int u_I \, dt \tag{4-14}$$

如同差分运算放大器一样，图 4-18 差分积分运算电路的外部元件必须严格匹配，才能保证有较高的共模抑制比，这个电路的优点是只用一个集成运算放大器就可实现差分积分运算。

5. 求和积分运算电路

在基本积分运算电路的输入电路中另增加若干输入回路，就构成求和积分运算电路。如图 4-19 所示，仍用“虚短”和“虚断”的原则，可推得电路输出电压和输入电压的关系表达式为

$$u_O = -\frac{1}{C_F}\int \left(\frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} + \frac{u_{I3}}{R_3} \right) dt \tag{4-15}$$

当取 $R_1 = R_2 = R_3 = R$ 时，式（4-15）变为

$$u_{O(t)} = -\frac{1}{C_F R}\int (u_{I1} + u_{I2} + u_{I3})\,\mathrm{d}t \qquad (4\text{-}16)$$

这是实现求和积分运算的关系表达式。

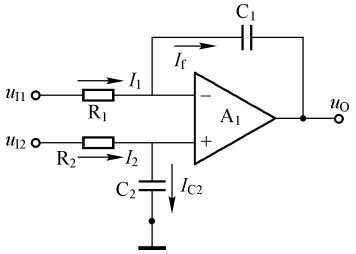


图 4-18　差分积分运算电路

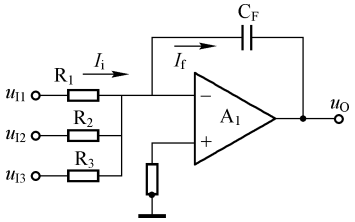


图 4-19　求和积分运算电路

4.3.2　微分运算电路

1. 基本微分运算电路

图 4-20 是由集成运算放大器构成的基本微分运算电路。它是在图 4-14 的积分运算电路中，把电阻 R 和电容 C 的位置互换得到的。根据“虚短”和“虚断”的原则，可推得 u_O 表达式为

$$u_O = -RC\frac{\mathrm{d}u_I}{\mathrm{d}t} \qquad (4\text{-}17)$$

可见，输出电压 u_O 正比于输入电压对时间的微分，负号表示输出电压和输入电压在相位上是相反的。

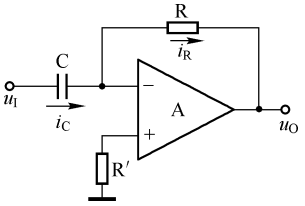


图 4-20　基本微分运算电路

2. 实用微分运算电路

在图 4-20 所示的基本微分运算电路中，在输入电压变化时极易使集成运算放大器内部的放大管进入饱和或截止状态，从而使电路不能正常工作。解决的办法是：在输入端串联一个小阻值的电阻 R_1，在反馈电阻 R 上并联稳压二极管 VD_{Z1} 及 VD_{Z2} 和小容量电容 C_1，如图 4-21 所示。该电路的输出电压与输入电压成近似微分关系，若输入电压为方波，且 $RC \ll T/2$（T 为方波周期），则输出为尖顶波，如图 4-22 所示。这一点和由 RC 电路组成的微分电路相似。只有当输入该 RC 电路的方波周期比 RC 小得多时，其输出才呈现微分波形。

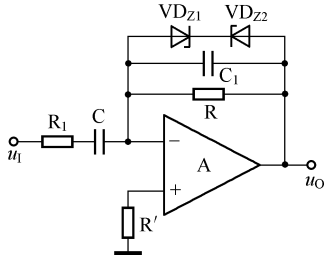


图 4-21　实用微分运算电路

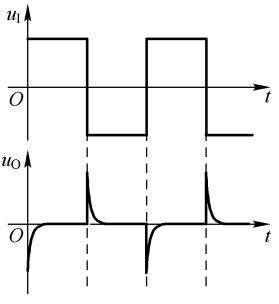


图 4-22　微分运算电路输入/输出波形

4.3.3 微积分运算电路应用实例

1. 基本积分运算电路

【例 4.6】 图 4-23 是由集成运算放大器 μA741 构成的基本积分运算电路，电源电压为±12V。图中，R_1=10kΩ，R'=10kΩ，R=100kΩ，C_1=0.1μF。从 u_I 处输入信号，从 u_O 处输出信号。

现在给 u_I 端输入频率为 1kHz、幅度为 1V 的正弦波交流电压信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的输入/输出关系图，如图 4-24 所示。图 4-24 中的黑线是 u_I 的频率为 1kHz、幅度为 1V 电压输入线，红线是经积分后的电压输出波形。

根据积分运算公式（4-10），若 $u_I = V_m \sin\omega t$，有

$$u_O = -\frac{1}{RC}\int V_m \sin\omega t \, dt = \frac{V_m}{\omega RC}\cos\omega t = \frac{V_m}{\omega RC}\sin(90°+\omega t)。$$

这里 $u_I = V_m \sin\omega t = \sin 2\pi 1000t$，$R_1$=10kΩ，$C_1$=0.1μF，故

$$u_O = \frac{V_m}{\omega R_1 C_1}\sin(90°+\omega t) = \frac{1}{2\pi 1000 R_1 C_1}\sin(90°+2\pi 1000t)$$

$$= \frac{1}{2\pi 1000\times 10\times 10^3\times 0.1\times 10^{-6}}\sin(90°+2\pi 1000t)$$

$$= \frac{1}{2\pi}\sin(90°+2\pi 1000t)$$

可见，输出结果为一幅度被衰减了的相位超前 90°的正弦波，从图 4-24 看也证实了这一点。

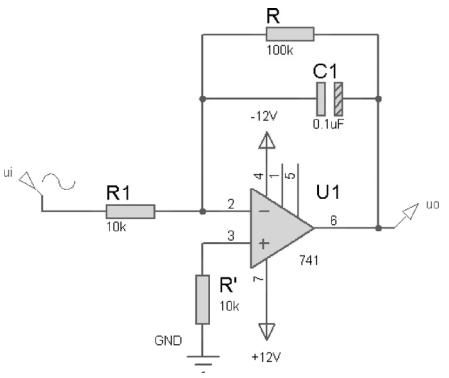


图 4-23 由集成运算放大器 μA741 构成的基本积分运算电路

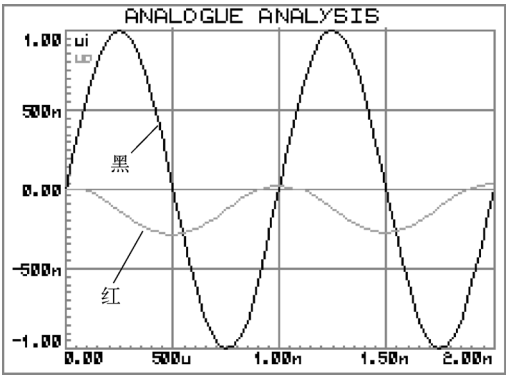


图 4-24 由集成运算放大器 μA741 构成的基本积分运算电路输入/输出关系图

2. 具有一个积分电容的同相积分运算电路

【例 4.7】 图 4-25 是由集成运算放大器 LM324 构成的具有一个积分电容的同相积分运算电路，电源电压为±12V。图中，R_1=R_2=10kΩ，R_F= R'_F =1kΩ，C_1=0.1μF。从 u_I 处输入信号，从 u_O 处输出信号。图中用虚拟示波器来测量输入和输出电压信号的波形。

现在给 u_I 端输入频率为 10Hz、幅度为 1V 的矩形波电压信号，用 Proteus 图形仿真功

能，可以绘出电路的输入/输出关系图，如图 4-26 所示。图中示波器屏幕下面的波形是输入的频率为 10Hz、幅度为 1V 矩形波，上面的三角波是同相积分运算电路输出的波形。

可见，当输入矩形波时，同相积分运算电路输出的是同频率三角波。

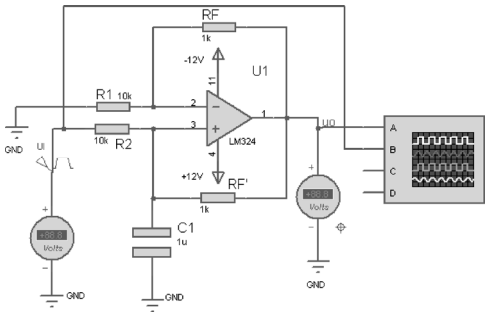


图 4-25　由 LM324 构成的具有一个积分电容的同相积分运算电路

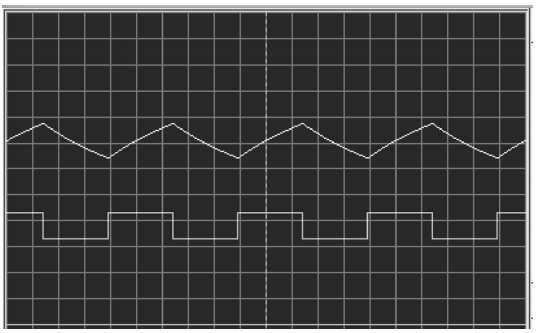


图 4-26　当输入矩形波时同相积分运算电路的输出波形

3. RC 微分电路

我们知道，由电阻 R 和电容 C 组成的电路既可形成积分电路也可形成微分电路，图 4-27 就是一 RC 电路。从 u_I 处输入信号，从 u_O 处输出信号。微分电路就是一种把方波信号变换成尖顶脉冲的电路。但判断一 RC 电路是否为微分电路，不光是看 RC 电路本身，还要看输入该电路的方波信号的脉冲宽度 $T_K=\frac{T}{2}$（T 为方波的周期），是否满足条件 $RC \ll T_K$（其中，RC 又称时间常数，用 τ 表示）。如果满足条件，RC 电路即为微分电路；如不满足，就不是。换句话说，当电路的时间常数 $\tau = RC$ 比输入矩形脉宽 T_K 小很多时，才是微分电路。

【例 4.8】 图 4-28 是 RC 微分测试电路。图中，R_3=1kΩ，C_1=0.1μF。电路左侧为虚拟信号发生器，右侧为虚拟示波器。虚拟信号发生器发出频率为 1kHz、幅度为 1V 的方波信号，从 u_I 处输入信号；虚拟示波器的 A 通道接虚拟信号发生器发出的信号，B 通道接输出信号 u_O。

用 Proteus 交互仿真功能，可以得出电路的 RC 微分电路测试结果，如图 4-29 所示。图中示波器的 A 通道（上面）是频率为 1kHz、幅度为 1V 的方波信号，B 通道是呈现尖顶脉冲的微分信号。为什么能输出微分信号？因为输入的方波满足条件 $RC \ll T_K$。我们计算一下：1kHz 的方波，其脉宽 T_K=0.5ms，而 RC =1000×0.1×10^{-6}=0.1ms，故 $RC \ll T_K$ 关系成立。

假如现在把 C_1 电容的容量由 0.1μF 改为 1.0μF，RC =1000×1×10^{-6}=1ms，此时，$RC \ll T_K$ 条件不再成立。仍输入频率为 1kHz、幅度为 1V 的方波信号，用 Proteus 交互仿真功能，可以得出电路的 RC 微分电路测试结果，如图 4-30 所示。图中示波器的 B 通道呈现的已不是尖顶脉冲的微分信号了。

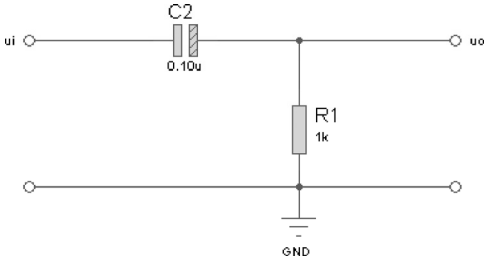


图 4-27 RC 电路

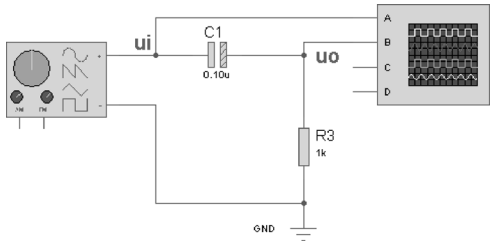


图 4-28 RC 微分测试电路

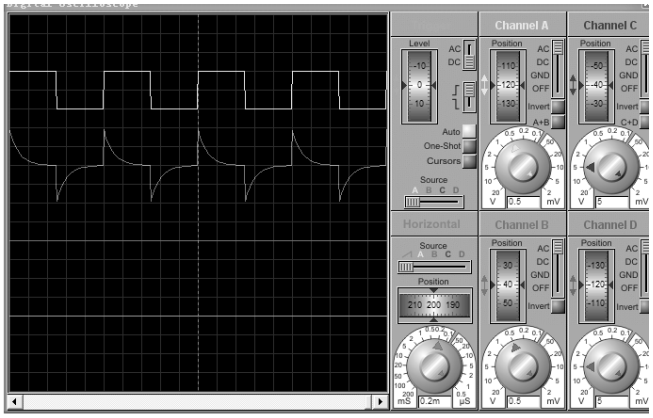


图 4-29 RC 微分电路测试结果（1）

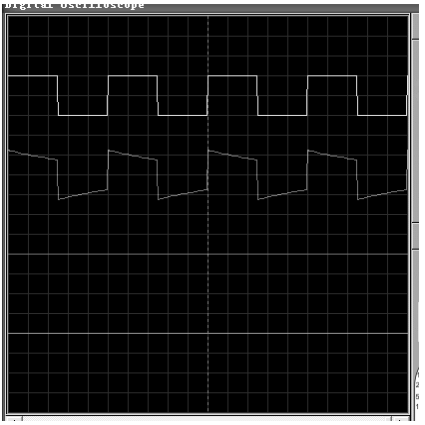


图 4-30 RC 微分电路测试结果（2）

4. 微分运算电路

【例 4.9】 图 4-31 是由集成运算放大器 μA741 构成的微分运算电路，电源电压为±12V。图中，R_1=100Ω，R'=10kΩ，R=100Ω，C=1μF，C_1=0.01μF。从 u_I 处输入信号，从 u_O 处输出信号。

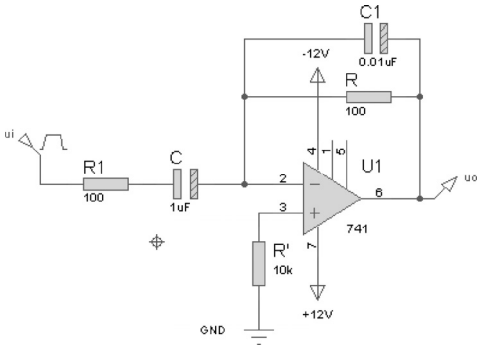


图 4-31 微分运算电路

现在给 u_I 端输入频率为 1kHz、幅度为 4V 的方波电压信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的测试结果，如图 4-32 所示。图中的黑线是 u_I 的频率为 1kHz、幅度为 4V 的

输入方波，红线是经微分后输出的上下尖顶脉冲波形。

和 RC 电路组成的微分电路相似，只有当输入该 RC 电路的方波周期比 RC 小得多（$RC \ll T/2$）时，其输出才是微分波形。假如现在把图 4-31 中的电阻 R 的阻值由 100Ω 增加为 1kΩ，电容值不变，则 $RC=1000\times1\times10^{-6}=1\text{ms}$，此时，仍输入频率为 1kHz、幅度为 4V 的方波信号，$T_K=0.5\text{ms}$，$RC \ll T_K$ 条件不再成立。用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的测试结果，如图 4-33 所示。图中的黑线是 u_I 的频率为 1kHz、幅度为 4V 的输入方波，红线是经微分后输出的波形，已不是标准的上下交替的尖顶脉冲了。

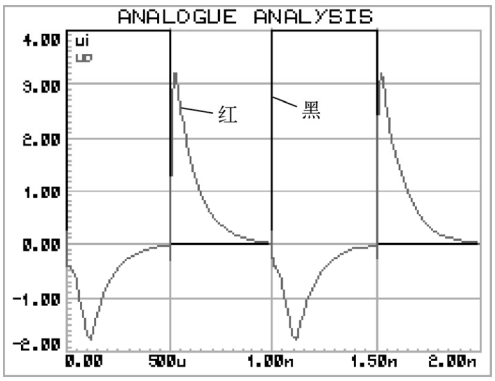


图 4-32　由集成运算放大器 μA741 构成的微分运算电路测试结果（1）

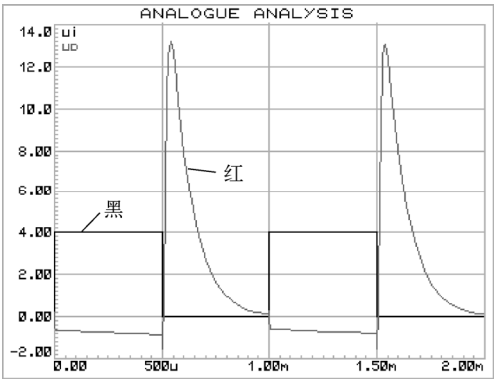


图 4-33　由集成运算放大器 μA741 构成的微分运算电路测试结果（2）

4.4　对数运算和指数运算电路

利用 PN 结伏安特性所具有的指数规律，将二极管或者三极管分别接入集成运算放大器的反馈回路和输入回路，可以实现对数运算和指数运算，而利用对数运算、指数运算和加减运算电路相组合，便可实现乘法、除法、乘方和开方等运算。

4.4.1　对数运算电路

1. 基本对数运算电路

图 4-34 所示为采用二极管的基本对数运算电路，为使二极管导通，输入电压应大于零。根据半导体基础知识可知，二极管的正向电流与其端电压的近似关系为

$$i_D = I_S\left(e^{\frac{U_D}{U_T}}-1\right)$$

其中，i_D 为流过二极管的电流；U_D 为加在二极管两端的电压；I_S 为 PN 结的反向饱和电流，它和二极管的材料、工艺和几何尺寸有关，对每个二极管是个定值；U_T 为温度电压当量，$U_T=KT/q$，其中，$K=1.381\times10^{23}\text{J/K}$，为波尔兹曼（Boltzman）常数；$T$ 为热力学温度（K）；$q=1.602\times10^{-19}\text{C}$（库仑），为电子电荷常数。可以算出，在常温下（300K），$U_T\approx26\text{mV}$。

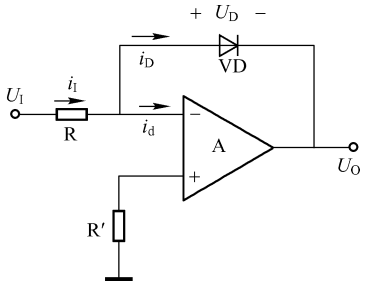


图 4-34 采用二极管的基本对数运算电路

由此可推得

$$i_D = i_I = \frac{U_I}{R}$$

$$U_D = U_O$$

$$i_D = I_S\left(e^{\frac{U_D}{U_T}} - 1\right) \approx I_S\, e^{\frac{U_D}{U_T}} = I_S\, e^{\frac{U_O}{U_T}} = \frac{U_I}{R}$$

当$U_D \gg U_T$时

$$U_O \approx -U_T \ln \frac{U_I}{RI_S} \tag{4-18}$$

由此可知，采用二极管的对数运算电路输出电压和输入电压是对数运算关系。

采用二极管的基本对数运算电路的缺点是：运算精度受温度的影响大；小信号时，$e^{\frac{U_D}{U_T}}$和 1 差不多大，故误差很大；二极管在电流较大时伏安特性与 PN 结伏安特性差别较大，所以运算只在较小的电流范围内误差较小。

为扩大输入电压的动态范围，实用电路中常用三极管取代二极管。

2. 改进型对数运算电路

采用三极管的改进型对数运算电路如图 4-35 所示，其特点是用三极管代替了二极管。图中各量之间关系是

$$i_C \approx i_E \approx i_I = \frac{U_I}{R}$$

$$i_E = I_S\left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1\right) \approx I_S\, e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \quad （当 U_{BE} \gg U_T 时）$$

$$-U_{BE} \approx U_O = -U_T \ln \frac{i_C}{I_S} = -U_T \ln \frac{U_I}{RI_S}$$

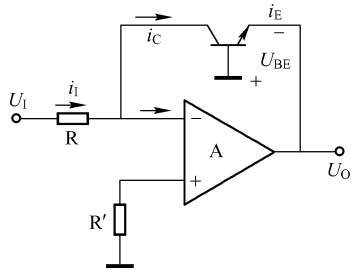


图 4-35 采用三极管的改进型对数运算电路

可见，采用三极管的改进型对数运算电路的输出电压和输入电压之间仍有对数运算关系。由于U_T和I_S都是温度的函数，改进型对数运算电路仍受温度的影响。同时输出电压不能超过 0.7V。

3. 具有温度补偿的对数运算电路

为了克服温度的影响，可以利用特性相同的两个晶体管来实现温度补偿，这种具有温度补偿的对数运算电路如图 4-36 所示。

图中 T_1 和 T_2 为特性相同且对称的三极管，运算放大器 A_1 和三极管 T_1 组成基本对数运算电路，A_2 和 T_2 组成温度补偿电路，U_{REF} 为外接参考电压。可推出，这种具有温度补偿的对数运算电路输出电压与输入电压的关系表达式为

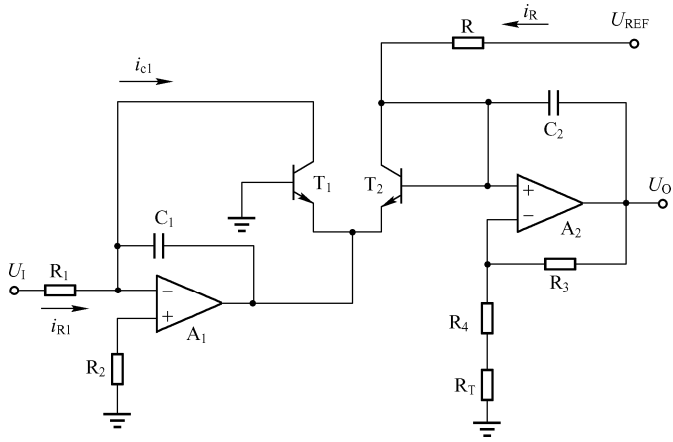


图 4-36　具有温度补偿的对数运算电路

$$U_O = -\left(1+\frac{R_3}{R_4+R_T}\right) U_T \ln\frac{U_I R_2}{R_1 U_{REF}} \tag{4-19}$$

其中，U_T 为温度电压当量，常温下（T=300K），U_T≈26mV。由公式可见，输出电压 U_O 和输入电压 U_I 有对数（自然对数）运算关系。可以看出，式（4-19）已消除 PN 结的反向饱和电流 I_S 的影响，但仍然与 U_T 有关。若电路中的电阻 R_T 是具有正温度系数的热敏电阻（温度增高，电阻值增大），当环境温度升高时，U_T 增加，会使输出电压 U_O 增加，电阻 R_T 的阻值也会增加，使得放大倍数 $\left(1+\frac{R_3}{R_4+R_T}\right)$ 减小，从而使输出电压 U_O 维持恒定。这样在一定温度范围内补偿了 U_T 的温度影响。电路中的电容 C_1 和 C_2 起频率补偿作用。

根据对数换底公式

$$\log_a b = \frac{\log_c b}{\log_c a}$$

及室温下 U_T=0.026V，式（4-19）可变为

$$U_O = -\left(1+\frac{R_3}{R_4+R_T}\right) U_T \ln\frac{U_I R_2}{R_1 U_{REF}} = -\left(1+\frac{R_3}{R_4+R_T}\right) U_T \frac{\lg\left(\frac{U_I R_2}{R_1 U_{REF}}\right)}{\lg e} =$$

$$-\left(1+\frac{R_3}{R_4+R_T}\right)\frac{0.026}{0.434}\lg\left(\frac{U_I R_2}{R_1 U_{REF}}\right) = -\left(1+\frac{R_3}{R_4+R_T}\right)\frac{1}{16.7}\lg\left(\frac{U_I R_2}{R_1 U_{REF}}\right)$$

通过改变电阻阻值，使 $1+\frac{R_3}{R_4+R_T}$=16.7，式（4-19）会变成

$$U_O = -\lg\frac{U_I R_2}{R_1 U_{REF}} \tag{4-20}$$

这样，原来公式中以 e 为底的自然对数变成以 10 为底的常用对数，公式也简洁了，可

直接用常用对数计算。

具有温度补偿的对数运算电路已有集成电路，即 ICL8048。

4.4.2 指数（或反对数）运算电路

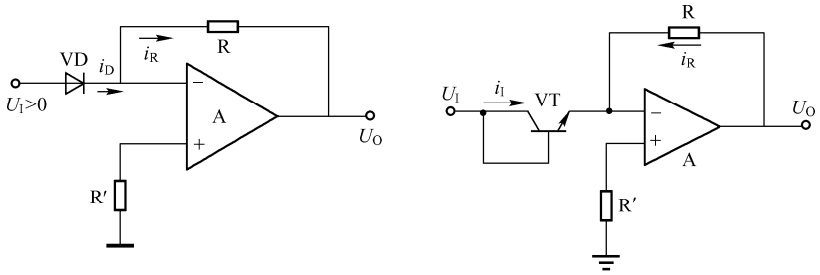
1. 基本指数运算电路和改进型指数运算电路

指数运算是对数运算的逆运算，将对数运算电路中的二极管与电阻 R 位置对换即为指数运算电路，如图 4-37（a）所示。改进型指数运算电路如图 4-37（b）所示，其特点是用三极管代替了二极管。

可以推出，这两种电路有相同的输入与输出电压关系，即

$$U_O = -RI_S\, e^{\frac{U_I}{U_T}}$$

可见，输出电压正比于输入电压的指数。由于 U_T 和 I_S 都是温度的函数，因此基本指数运算电路和改进型指数运算电路受温度的影响很大。



（a）基本指数运算电路　　（b）改进型指数运算电路

图 4-37　基本指数运算电路和改进型指数运算电路

2. 具有温度补偿的指数（或反对数）运算电路

具有温度补偿的指数（或反对数）运算电路如图 4-38 所示。图中 T_1 和 T_2 为特性相同且对称的三极管，运算放大器 A_2 和三极管 T_2 组成指数运算电路，A_1 和 T_1 及其附属电路组成温度补偿电路。可推出，这种具有温度补偿的指数运算电路输出电压与输入电压的关系表达式为

$$U_O = \frac{R_{F2}}{R_1} U_{REF}\, e^{-\frac{U_I}{U_T}\frac{R_3}{R_2+R_3}} \tag{4-21}$$

其中，U_T 为温度电压当量，常温下(T=300K)，U_T≈26mV。由公式可见，输出电压 U_O 和输入电压 U_I 有指数（或反对数）运算关系。可以看出，式（4-21）已消除 PN 结的反向饱和电流 I_S 的影响，但仍然与 U_T 有关。用具有正温度系数的热敏电阻代替 R_3 或与 R_3 串联接入，使 $\frac{R_3+R_T}{R_2+R_3+R_T}$ 与温度 T 成正比，即可实现对 U_T 的补偿。

具有温度补偿的指数运算电路已有现成集成电路，即 ICL8049。

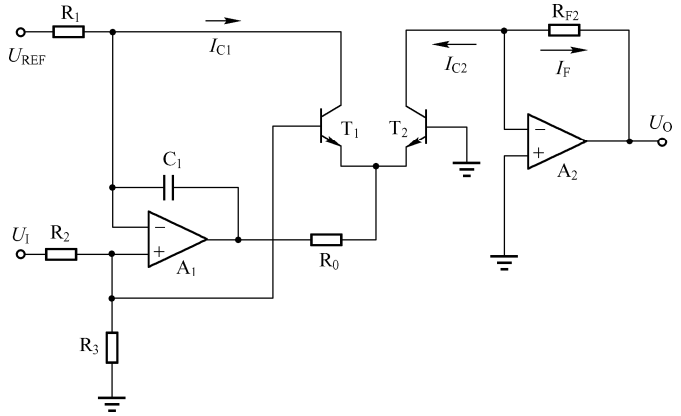


图 4-38　具有温度补偿的指数（或反对数）运算电路

4.4.3　对数和指数运算电路应用实例

1. 改进型对数运算电路的仿真和测试

【例 4.10】 图 4-39 是由集成运算放大器 LM324 构成的采用三极管的改进型对数运算电路，电源电压为±15V。图中，$R=R'=1\text{k}\Omega$，使用的三极管型号为 2N2222A。从 U_I 处输入信号，从 U_O 处输出信号。

现在给 U_I 端输入 3V 的直流电压信号，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出电压值，如图 4-39 所示。图中虚拟电压表显示的输出电压值为-0.66V。改变 U_I 端输入的直流电压值，用同样的方法，测出电路输出端的相应电压值，并把它填入表 4-1 中。由表可见，当 U_I 端输入直流电压值在 50mV～10V 范围之内变化时，U_O 输出端的电压值将在-0.55～-0.69V 之间变化。输出值不会超过-0.7V。

可以验证，这两组数之间有对数运算关系。验证方法：

① 把表 4-1 中任意一组数（比如，U_I=50mV，U_O=-0.55V）代入式（4-18），求出 RI_S 值。

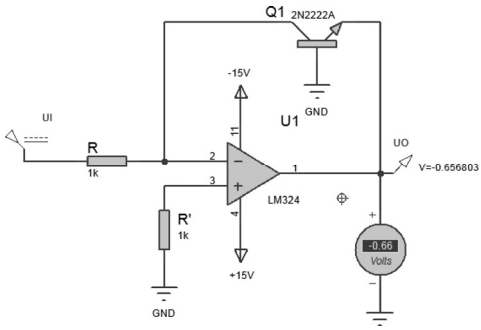


图 4-39　采用三极管的改进型对数运算电路

将已知数代入后，有

$$-0.55=-0.026\ln\frac{0.050}{RI_\text{S}}$$

由此可求出

$$RI_\text{S}=3.43\times10^{-11}$$

② 把表 4-1 中任意一组数的输入量 U_I（比如，U_I=1000mV)和 RI_S 值代入公式（4-18），求出输出量 U_O 值。

$$U_\text{O}=-0.026\ln\frac{1}{3.43\times10^{-11}}=-0.626(\text{V})$$

表 4-1 中对应输入量 U_I=1000mV 的输出量为-0.63V，可见理论计算值和实测值之间误差是很小的。

表 4-1 改进型对数运算电路的功能测试表

U_I/V	+0. 05	+0.2	+0.5	+1	+2	+3	+4	+5	+10
U_O/V	-0.55	-0.59	-0.61	-0.63	-0.65	-0.66	-0.66	-0.67	-0.69

2. 具有温度补偿的对数运算电路的仿真和测试

【例 4.11】 这里对数运算电路的输出与输入关系式用“自然对数”式。如图 4-40 所示是由两路集成运算放大器 LM324 构成的具有温度补偿的对数运算电路，电源电压为±15V。三极管 T_1 和 T_2 均为 2N2222A。图中，R_1=1kΩ，R_2=15kΩ，R_3=10kΩ，R_4=1kΩ，R_{P1}=1kΩ，R_T=1kΩ。C_1= C_2=1μF，U_{REF}=2V。从 U_I 处输入信号，从 U_O 处输出信号。

给 U_I 端输入 1V 的直流电压信号，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出电压值，如图 4-40 所示。图中虚拟电压表显示的输出电压值为-0.30V。改变 U_I 端输入的直流电压值，用同样的方法，测出电路输出端的相应电压值，并把它填入表 4-2 中。另外，根据式(4-19)，将对应每个输入电压的输出电压计算出来，也填入表中。由表可见，当 U_I 端输入直流电压值在 0.6～15V 范围之内变化时，U_O 输出端的电压值将在-0.22～-0.74V 之间变化。输出电压实测值与理论计算值相比误差也不大。

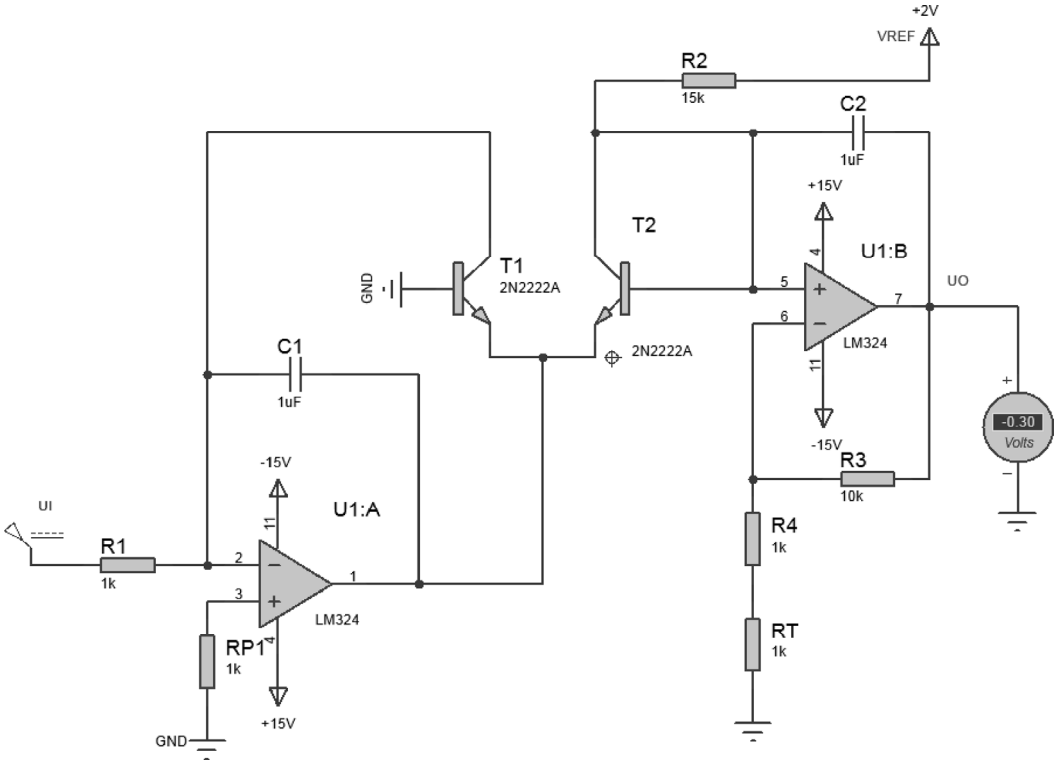


图 4-40 由集成运算放大器 LM324 构成的具有温度补偿的对数运算电路（1）

表 4-2　具有温度补偿的对数运算电路的功能测试表（一）

U_I/V	+0.6	+0.8	+1.0	+2.0	+3.0	+4.0	+5.0	+10.0	+15.0
U_O 实测值/V	−0.22	−0.26	−0.30	−0.41	−0.47	−0.52	−0.55	−0.67	−0.74
U_O 理论值/V	−0.23	−0.27	−0.31	−0.42	−0.48	−0.53	−0.56	−0.67	−0.73

【例 4.12】 这里对数运算电路的输出与输入关系式用“常用对数”式。如图 4-41 所示是由两路集成运算放大器 LM324 构成的具有温度补偿的对数运算电路。图 4-41 与图 4-40 仅有两点的不同：①R_3 的阻值由 10kΩ 变为 31.4kΩ；②C_1 和 C_2 的电容容量由 1μF 变为 0.1μF。

先验证使用式（4-20）的条件 $1+\dfrac{R_3}{R_4+R_T}=16.7$ 是否满足，将相关电阻阻值代入得

$$1+\frac{R_3}{R_4+R_T}=1+\frac{31.4}{1+1}=\frac{2+31.4}{2}=16.7$$

可见，条件满足，可以使用式（4-20）计算电路的输出电压。给 U_I 端输入 1V 的直流电压信号，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出电压值，如图 4-41 所示。图中虚拟电压表显示的输出电压值为-0.83V。改变 U_I 端输入的直流电压值，用同样的方法，测出电路输出端的相应电压值，并把它填入表 4-3 中。根据式（4-20），将对应每个输入电压的输出电压计算出来，也填入表中。由表可见，当 U_I 端输入直流电压值在 0.7～15V 范围之内变化时，U_O 输出端的电压值将在-0.68～-2.06V 之间变化。此电路的输出已大大超过-0.7V 的限制。输出电压实测值与理论计算值相比，可发现电压输入值低端误差较大。

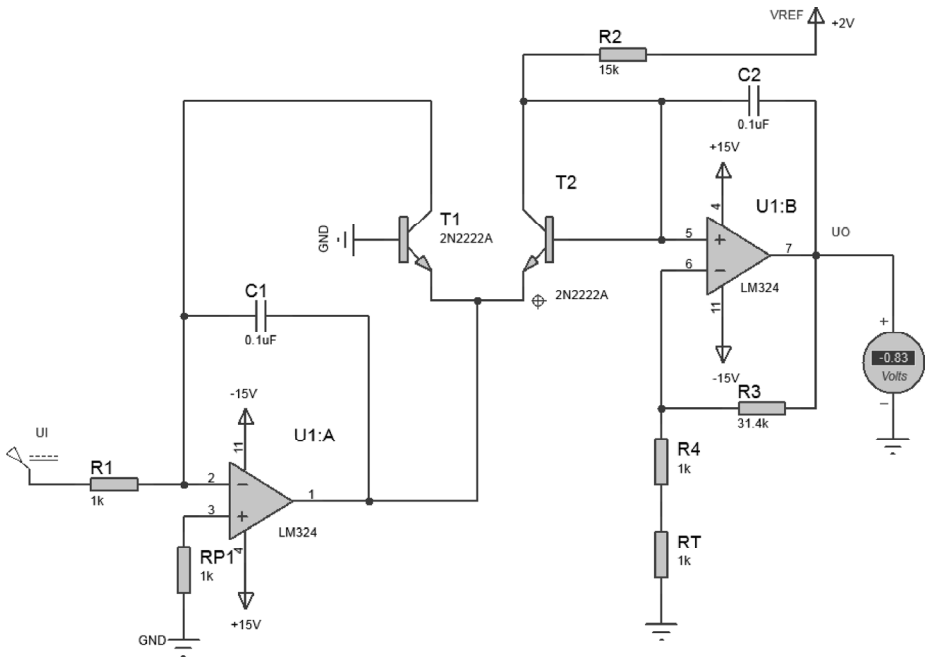


图 4-41　由集成运算放大器 LM324 构成的具有温度补偿的对数运算电路（2）

表 4-3　具有温度补偿的对数运算电路的功能测试表（二）

U_I/V	+0.7	+0.8	+1.0	+2.0	+4.0	+5.0	+8.0	+10.0	+15.0
U_O 实测值/V	−0.68	−0.74	−0.83	−1.14	−1.44	−1.54	−1.76	−1.86	−2.06
U_O 理论值/V	−0.72	−0.77	−0.87	−1.17	−1.47	−1.57	−1.77	−1.87	−2.05

3. 具有温度补偿的指数运算电路的仿真和测试

【例 4.13】 图 4-42 是由集成运算放大器 LM358 构成的具有温度补偿的指数运算电路，电源电压为±15V。三极管 T_1 和 T_2 均为 2N2222A。图中，R_1=1kΩ，R_2=10kΩ，R_3=1kΩ，R_0=1kΩ，R_{F2}=10kΩ，参考电压 U_{REF}=1V。从 U_I 处输入信号，从 U_O 处输出信号。

给 U_I 端输入 0V 的直流电压信号，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出电压值，如图 4-488 所示。图中虚拟电压表显示的输出电压值为+11.9V。改变 U_I 端输入的直流电压值，用同样的方法，测出电路输出端的相应电压值，并把它填入表 4-4 中。另外，根据式（4-21），将对应每个输入电压的输出电压计算出来，也填入表中。由表可见，当 U_I 端输入直流电压值在 0～3.2V 范围之内变化时，U_O 输出端的电压值将在+11.9～0.0V 之间变化。输出电压实测值与理论计算值相比误差不小。

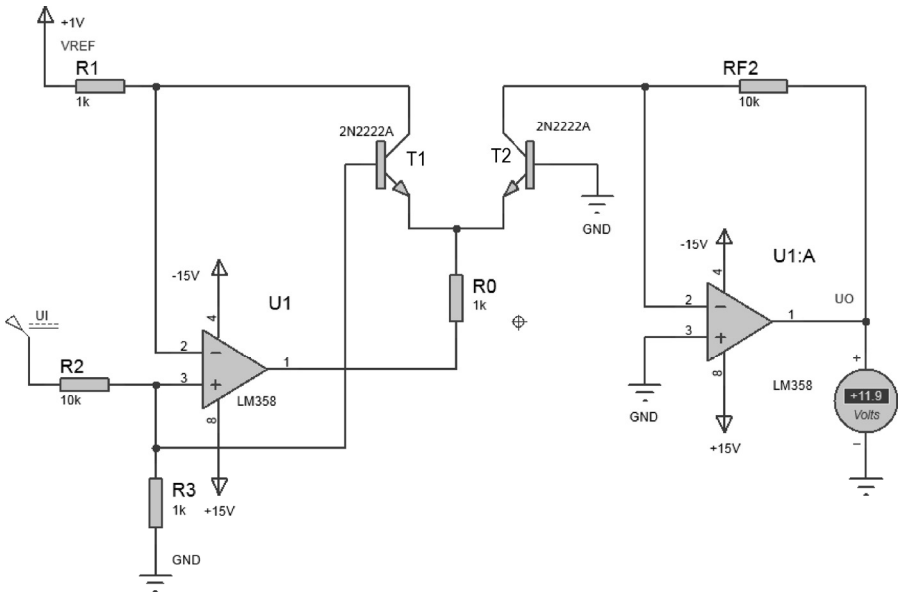


图 4-42　由集成运算放大器 LM358 构成的具有温度补偿的指数运算电路

表 4-4　具有温度补偿的指数运算电路的功能测试表

输入电压 U_I/V	+0.0	+0.05	+0.10	+0.20	+0.40	+0.80	+1.60	+3.20
输出电压 U_O/V	+11.9	+9.92	+8.29	+5.79	+2.82	+0.67	+0.03	0.0
理论计算输出电压值/V	+10.0	+8.40	+7.04	+4.96	+2.46	+0.61	+0.03	0.0



（1）运算放大器，体现它“运算”功能的有如下几种电路：比例运算电路、加运算电路、减运算电路、积分电路、微分电路、对数运算电路和指数运算电路。

（2）比例运算电路的功能是将某信号（直流信号或交流信号）不失真地放大 N 倍，或缩小到原来的 N 分之一；信号的相位可以和原信号同相，也可反相。

（3）实现多个输入信号按各自不同的比例求和或求差的电路统称为加减运算电路。若所有输入信号均作用于集成运算放大器的同一输入端（同相端或反相端），则实现加运算；若一部分输入信号作用于同相输入端，而另一部分输入信号作用于反相输入端，则实现加减运算。

（4）组合加减运算电路是指用两个集成运算放大器组成的加减运算电路。这种用两个集成运算放大器组成的组合加减运算电路比单个运算放大器构成加减运算电路更灵活方便。

（5）积分运算和微分运算互为逆运算，这两种电路是在比例电路的基础上分别将反馈回路或输入回路中的电阻换为电容构成的。

（6）在数学上，对数运算和反对数（指数）运算互为逆运算。对数运算电路和反对数运算电路是利用 PN 结伏安特性所具有的指数规律，将二极管或者三极管分别接入集成运算放大器的反馈回路和输入回路实现的。

（7）具有温度补偿的对数运算电路和具有温度补偿的指数运算电路工作更稳定，计算精度更高。

（8）对数放大器和反对数（指数）放大器具有非常广泛的应用，除了能构成对数、指数运算电路外，通过配以加减运算电路还可实现模拟信号的乘、除、乘方、开方等运算。

第5章　有源滤波电路

对于特定频段的信号具有良好的导通能力，而对于其他频段的信号则抑制或衰减的电路统称为滤波电路。滤波电路可用电阻、电容、电感等无源元件组成，称为无源滤波电路；也可以由无源元件与有源器件共同组成，称为有源滤波电路。

本章所涉及的有源滤波电路的有源器件仅限于用电压模式集成运算放大器，无源元件只用电阻和电容，不用电感。



5.1　有源滤波电路的基本性能和结构

1．滤波器的分类

滤波器的分类如图 5-1 所示。滤波器分为数字滤波器和模拟滤波器。模拟滤波器分为无源滤波器和有源滤波器，它们又都可以分为低通滤波器、高通滤波器、带通滤波器、带阻滤波器和全通滤波器等五种。

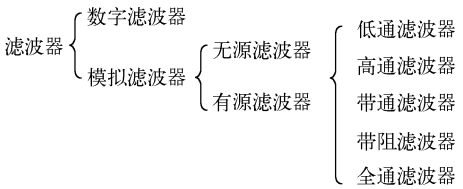


图 5-1　滤波器的分类

无源滤波器是由电阻、电容和电感等无源元件组成的滤波器。有源滤波器是由无源元件和有源元件（集成运算放大器或晶体管）组成的滤波器。有源滤波器又有多种分类方法。

按通带滤波特性分类，有源滤波器可分为：最大平坦型（巴特沃斯型）滤波器、等波纹型（切比雪夫型）滤波器、线性相移型（贝塞尔型）滤波器等。

按运算放大器的构成分类，有源滤波器可分为：无限增益单环反馈型滤波器、无限增益多环反馈型滤波器、无反馈有限增益压控电压源型滤波器和反馈式有限增益压控电压源型滤波器等。

滤波器根据其工作频带可以分为：低通滤波器（Low Pass Filter，简称 LPF）——让低频信号顺利通过；高通滤波器（High Pass Filter，简称 HPF）——让高频信号顺利通过；带通滤波器（Band Pass Filter，简称 BPF）——让一定带宽的信号顺利通过；带阻滤波器（Band Elimination Filter，简称 BEF）——让一定带宽的信号不易通过。除这四种以外，还有一种滤波器叫全通滤波器（All Pass Filter，简称 APF）——让所有频率信号都顺利通过。

全通滤波器的输出幅度在全频域内是恒定不变的，但输出信号对输入信号的相移却是频率的函数。因此全通滤波器也称为相移滤波器。

2．滤波电路的幅频特性

电压模式的有源滤波电路的输入电量及输出电量均为电压，且滤波电路是线性时不变网络，输入电压为$U_i(s)$，输出电压为$U_o(s)$，则在复数域内有

$$A_U(s)=\frac{U_o(s)}{U_i(s)} \tag{5-1}$$

式中，$A_U(s)$是滤波电路的电压传递函数，一般是复数。对于实际频率而言（$s=j\omega$），则有

$$A_U(j\omega)=|A_U(j\omega)|e^{j\varphi(\omega)} \tag{5-2}$$

此处，$|A_U(j\omega)|$是传递函数的模，$\varphi(\omega)$为其相位角。ω是角频率，而$\omega=2\pi f$，f为频率。

通常定义

$$A_U(\omega)=|A_U(j\omega)| \tag{5-3}$$

为滤波电路的幅频特性，以表示滤波器的性能，并画出幅频波特图更直观地了解各频率信号通过滤波电路的响应。幅频响应用来表征滤波电路的主要特性。$\varphi(\omega)$与相频波特图称为相频响应，也能反映滤波电路的重要特性。

幅频响应中，通常把能够通过的信号频率范围定义为通带，而把受阻或衰减的信号频率范围定义为阻带，通带、阻带的界限频率叫截止频率。

理想滤波电路在通带内应具有零衰减的幅频响应和线性的相频响应，而在阻带内应具有无限大的幅度衰减（$A_U(\omega)=0$）。按阻带和通带的相互位置不同，滤波电路通常分为以下几类，如图 5-2 所示。

图 5-2（a）中，阻带内$|A_U|=0$。通带和阻带的界限角频率为ω_H。0～ω_H的信号无衰减通过，ω_H以上的所有信号完全衰减，这种滤波电路称为低通滤波电路。

图 5-2（b）中，ω_L以下范围的角频率为阻带，高于ω_L的频率为通带。因此，这种滤波电路称为高通滤波电路。从理论上说，它的带宽 BW=∞，但实际上受有源器件带宽的限制，其带宽也是有限的。

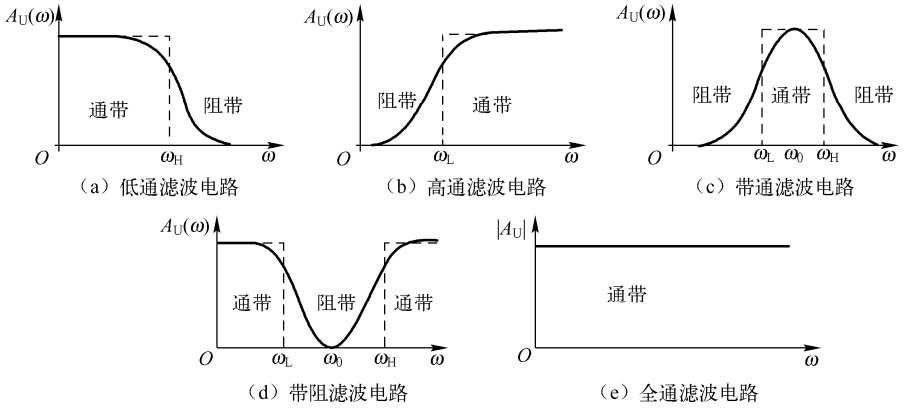
图 5-2（c）中，ω_L为下限截止角频率，ω_H为上限截止角频率。$\omega_0=\frac{1}{2}+(\omega_H+\omega_L)$为中心角频率。$\omega_L$～$\omega_H$之间为通带，$\omega_L$以下和$\omega_H$以上为阻带，故这种滤波电路称为带通滤波电路。它的带宽 BW=$\omega_H-\omega_L$。

图 5-2（d）中，ω_L以下和ω_H以上为通带，ω_L～ω_H之间为阻带，它的通带、阻带对应的角频率范围刚好与带通滤波电路相反。这种滤波电路称为带阻滤波电路。与高通滤波电路相似，由于受有源器件带宽的限制，ω_H以上的通带是有限的。

图 5-2（e）所示为全通滤波电路，它不存在阻带，ω从 0～∞都是通带。

以上所述都是滤波电路的理想情况，在图 5-2 中都用虚线画出。实际滤波电路的幅频响应与理想情况是有差别的，如实线所画。

角频率ω和频率f的关系。我们在上面介绍滤波电路时，引进一个角频率ω的概念。角频率ω和频率f的关系是：$\omega=2\pi f$，或$f=\frac{\omega}{2\pi}$。频率的单位是 Hz（赫兹），有 kHz、MHz 和 GHz。



（a）低通滤波电路　（b）高通滤波电路　（c）带通滤波电路

（d）带阻滤波电路　（e）全通滤波电路

图 5-2　各种滤波电路的幅频响应

3．由单个集成运算放大器和 RC 网络构成的有源滤波电路的结构

由单个集成运算放大器和 RC 网络构成的有源滤波电路有如下几种结构。

1）无限增益单环反馈结构（I 型结构）　集成运算放大器作为有“无限大”增益的有源器件使用，用 RC 网络把它连接成负反馈放大器用以实现滤波。如图 5-3 所示，该电路实际上是一个反相输入放大器结构，输入电路中，接导纳 $Y_1\left(\dfrac{1}{Z_1}\right)$，反馈电路中接入 $Y_F\left(\dfrac{1}{Z_F}\right)$，根据不同的滤波特性选择不同性质的导纳 Y_1 和 Y_F。该类电路的电压传输函数为

$$A_U(s)=\frac{U_0(s)}{U_i(s)}=-\frac{Z_F}{Z_1}=-\frac{Y_1}{Y_F}$$

如果　$Y_1=\dfrac{1}{R_1}$，$Y_F=sC_F$

则　$$A_U(s)=-\frac{\dfrac{1}{R_1}}{sC_F}=-\frac{1}{sR_1C_F}$$

它的频率特性为

$$A_U(j\omega)=-\frac{1}{j\omega R_1C_F}=j\frac{1}{\omega R_1C_F} \tag{5-4}$$

当 $Y_1=\dfrac{1}{R_1}$，$Y_F=sC_F$ 时，该电路是一个最简单的一阶低通滤波电路。

2）无限增益多环反馈结构（II 型结构）　如图 5-4 所示为无限增益多环反馈结构的滤波电路。该电路有两个反馈环，它仍为反相放大组态。电路中，Y_1～Y_5 根据所要求的滤波特性来选取。

可求得，该电路的传递函数为

$$A_U(s)=\frac{U_o(s)}{U_i(s)}=-\frac{Y_1Y_3}{Y_5(Y_1+Y_2+Y_3+Y_4)+Y_3Y_4} \tag{5-5}$$

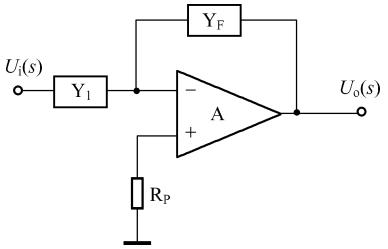


图 5-3　无限增益单环反馈结构

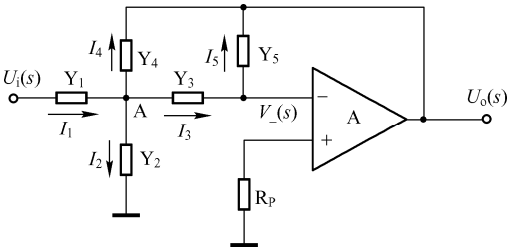


图 5-4　无限增益多环反馈结构

3）同相输入端滤波电路无反馈有限增益压控电压源结构（Ⅲ型结构）　把集成运算放大器作为有限增益的有源器件使用，运算放大器的同相输入端接入具有滤波性能的 RC 网络，从而组成压控电压源滤波电路。其结构如图 5-5 所示。

该结构中的压控电压源实际上是同相比例放大电路，如图 5-5（a）所示，也可用由图 5-5（a）演变而来的同相电压跟随器，如图 5-5（b）所示。图 5-5（a）中 $A_{UF}=1+\dfrac{R_F}{R_1}$，图 5-5（b）中 $R_F=0$，$R_1=\infty$，它的 $A_{UF}=1$，压控电压源的传递函数 $A_{UF}(s)$为实数，即

$$A_{UF}(s)=\frac{U_o(s)}{U_+(s)}=A_{UF}=1+\frac{R_F}{R_1}\quad（或=1）$$

运算放大器同相输入端所接 RC 网络应具有滤波特性，RC 滤波电路的传递函数为

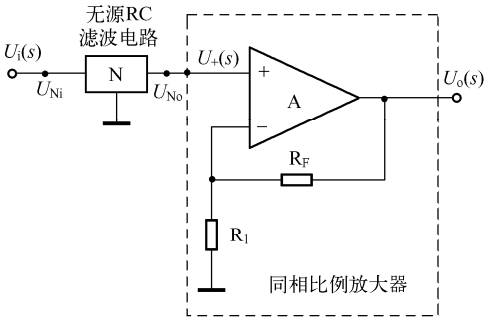
$$A_{NU}(s)=\frac{U_{No}(s)}{U_{Ni}(s)}$$

由于同相压控电压源的输入阻抗很高，它与无源 RC 滤波电路连接后，对 RC 滤波电路的参数无影响，因此图 5-5 滤波电路的传递函数为

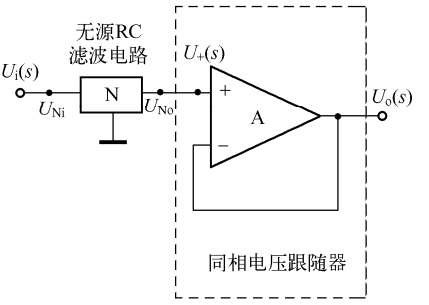
$$A_U(s)=\frac{U_o(s)}{U_i(s)}=\frac{U_o(s)}{U_+(s)}\frac{U_+(s)}{U_i(s)}=A_{UF}\frac{U_{No}(s)}{U_{Ni}(s)}=A_{UF}\ A_{NU}(s)\qquad（5\text{-}6）$$

此结构滤波电路的传递函数决定于无源 RC 滤波电路传递函数。如果希望滤波电路有放大作用，则采用同相比例放大压控电压源；如果只需滤波，则采用同相电压跟随器压控电压源。

根据滤波电路滤波特性的要求，选择无源 RC 滤波电路的元件及结构，无源 RC 滤波电路可为一节，也可两节或多节，还可是文氏电桥、双 T 型或单 T 型选频网络。



（a）同相比例放大压控电压源



（b）同相电压跟随器压控电压源

图 5-5　简单式有限增益压控电压源结构

4）反馈式有限增益压控电压源结构（Ⅳ型结构） 此类结构同样是把集成运算放大器作为有限增益压控电压源，不过该结构中 RC 滤波电路具有反馈，如图 5-6 所示，Y_1～Y_4 中的 Y_2 构成正反馈。因此，此类结构的滤波特性不仅与 Y_1～Y_4 有关，反馈对滤波特性也有影响。该电路最初由 Sallen 与 Key 提出，又称为塞龙-凯（Sallen-Key）型滤波电路。

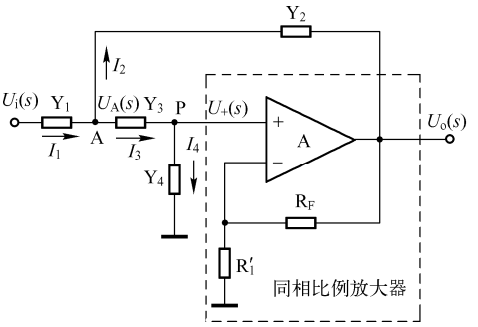


图 5-6 反馈式有限增益压控电压源结构

可推得该电路的传递函数为

$$A_{\mathrm{U}}(s)=\frac{U_{\mathrm{o}}(s)}{U_{\mathrm{i}}(s)}=\frac{Y_1Y_3A_{\mathrm{UF}}}{Y_4(Y_1+Y_2+Y_3)+Y_3[Y_1+Y_2(1-A_{\mathrm{UF}})]} \tag{5-7}$$

式中 A_{UF} 为同相比例放大器的放大倍数。如果把图 5-6 中有限增益压控电压源改为同相电压跟随器，则在式（5-7）中将 A_{UF}=1 代入即可。

> 注意：
> 该电路类型存在着正反馈，应防止自激振荡。

根据低通、高通、带通特性传递函数形式的不同，式（5-7）中各导纳将具有不同性质。

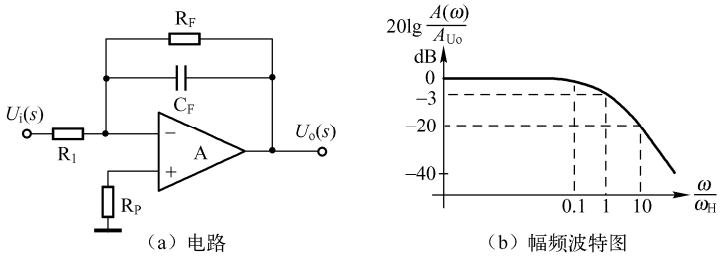
5.2 有源低通滤波电路

低通滤波电路的功能是用来通过低频信号，抑制和衰减高频信号。低通滤波电路按其传递函数分母中 s 的最高幂次分为一阶 LPF、二阶 LPF 和高阶 LPF。

5.2.1 一阶有源低通滤波电路

1．I 型一阶有源低通滤波电路

如图 5-7 所示是一个 I 型一阶有源低通滤波电路。该滤波电路属无限增益单环反馈结构（I 型）。



（a）电路　　（b）幅频波特图

图 5-7 I 型一阶有源低通滤波电路

由于

$$Y_1=\frac{1}{R_1}，\ Y_F=\frac{1}{R_F}+sC_F$$

它的传递函数为

$$A_U(s)=\frac{U_o(s)}{U_i(s)}=-\frac{Y_1}{Y_F}=-\frac{\frac{1}{R_1}}{\frac{1}{R_F}+sC_F}=-\frac{R_F}{R_1}\frac{1}{1+sR_FC_F} \tag{5-8}$$

零频时（通带）电压放大倍数 $A_{Uo}=-\frac{R_F}{R_1}$

定义 $\omega_n=\frac{1}{R_FC_F}$ 称为特征角频率，或 $f_0=\frac{1}{2\pi R_FC_F}$ 为通带截止频率

$$A_U(s)=\frac{A_{Uo}}{1+\frac{s}{\omega_n}} \tag{5-9}$$

频率特性为

$$A_U(j\omega)=\frac{A_{Uo}}{1+j\frac{\omega}{\omega_n}} \tag{5-10}$$

幅频特性为

$$A_U(\omega)=\frac{|A_{Uo}|}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}} \tag{5-11}$$

相频特性为

$$\varphi(\omega)=-\pi-\arctan\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right) \tag{5-12}$$

根据幅频特性，可画出该滤波电路的幅频波特图，$\omega\ll\omega_n$ 时，$A_U(\omega)\approx A_{Uo}$；$\omega\gg\omega_n$ 时，$A_U(\omega)$ 随 ω 下降。$\omega=\omega_n$ 时，$A_U(\omega_n)$ 比 A_{Uo} 下降 3dB。ω_n 即为截止角频率 ω_H。$\omega\gg\omega_H$ 时，只有 20dB/十倍频程的衰减。

2．III 型一阶有源低通滤波电路

如图 5-8 所示是一个 III 型一阶有源低通滤波电路。其传递函数为

$$A_U(s)=A_{UF}A_{NU}(s)$$

$$A_{UF}=1+\frac{R_F}{R_1}$$

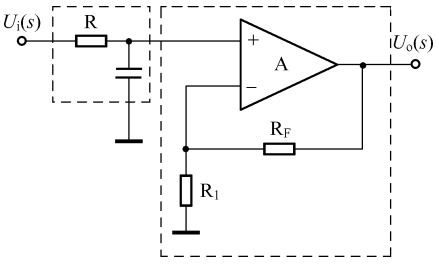


图 5-8　III型一阶有源低通滤波电路

本电路中无源 RC 电路的传递函数为

$$A_{\mathrm{NU}}(s)=\frac{U_{\mathrm{No}}(s)}{U_{\mathrm{Ni}}(s)}=\frac{\dfrac{1}{sC}}{R+\dfrac{1}{sC}}=\frac{1}{sRC+1}$$

图 5-8 电路的传递函数为

$$A_{\mathrm{U}}(s)=A_{\mathrm{UF}}\frac{1}{sRC+1}=\frac{A_{\mathrm{UF}}}{1+\dfrac{s}{\omega_{\mathrm{n}}}} \tag{5-13}$$

该式与式（5-9）相同，其幅频特性、相频特性都与如图 5-7 所示的滤波电路相同。

从它们的幅频波特图得知，一阶滤波电路的滤波效果不够好，阻带内衰减只有 20dB/十倍频程，因此，一阶滤波电路只适用于对滤波特性要求不太高的场合。

3．一阶有源低通滤波电路实例

1）I 型一阶有源低通滤波电路

【例 5.1】 采用 LM358 集成运算放大器的一阶有源低通滤波电路如图 5-9 所示。图中，电源电压为±15V，电阻 $R_1=R_F=R_P=10\mathrm{k}\Omega$，$C_F=1\mu\mathrm{F}$，根据一阶有源低通滤波电路的通带放大倍数公式 $A_{\mathrm{Uo}}=-R_F/R_1$ 可知，本电路通带放大倍数为-1。根据通带截止频率公式 $f_0=1/2\pi RC$ 可知，通带截止频率 f_0 =15.9Hz，从 INPUT 处输入信号，从 OUTPUT 处输出信号。

从 INPUT 处输入交流电压信号，如所加信号为幅度 10mV、频率 1kHz 的交流信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的频率特性图，如图 5-10 所示。图中的黑线是对数幅频特性曲线，红线是相频特性曲线。由图可见，对数幅频特性曲线幅值是先高后低，最大值处增益是 0dB。通带截止频率应在 0-3dB =-3dB 处。依此测出通带截止频率 f_0 为 15.8Hz。可见，实测值与理论值相差不大。

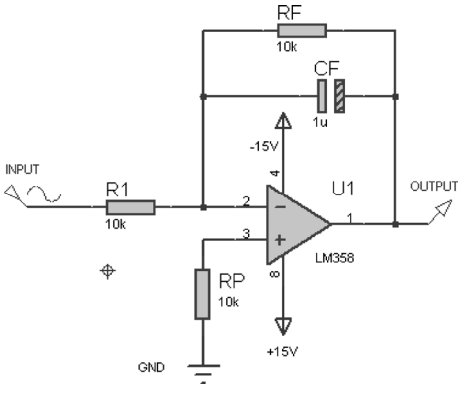


图 5-9 一阶有源低通滤波电路

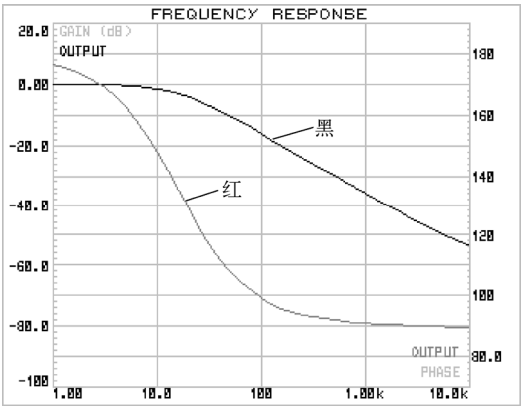


图 5-10 一阶有源低通滤波电路频率特性图

2）Ⅲ型一阶有源低通滤波电路

【例 5.2】 采用 LM358 集成运算放大器的Ⅲ型一阶有源低通滤波电路如图 5-11 所示。

图中，电源电压为±15V，电阻 R_1=R_F=R=10kΩ，C=1μF，根据一阶有源低通滤波电路的通带放大倍数公式 A_{uF}=1+ R_F / R_1 可知，本电路通带放大倍数为 2。根据通带截止频率公式 f_0=1/2 πRC 可知，通带截止频率 f_0=15.9Hz，从 INPUT 处输入信号，从 OUTPUT 处输出信号。

从 INPUT 处输入交流电压信号，如所加信号为幅度 10mV、频率 1kHz 的交流信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的频率特性图，如图 5-12 所示。图中的黑线是对数幅频特性曲线，红线是相频特性曲线。由图可见，对数幅频特性曲线幅值是先高后低，最大值处增益是 6dB，6dB 对应的放大倍数就是 2 倍。通带截止频率应在 6dB-3dB=3dB 处。依此测出通带截止频率 f_0 为 15.8Hz。可见，不论通带放大倍数还是通带截止频率的实测值与理论值都相差不大。

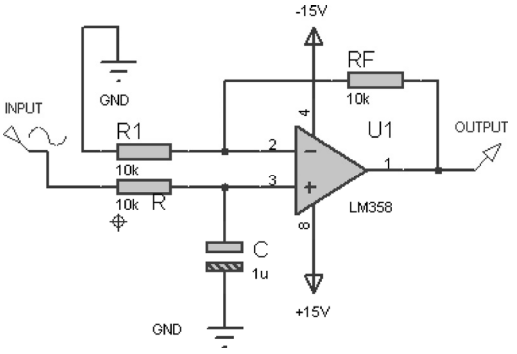


图 5-11　III型一阶有源低通滤波电路

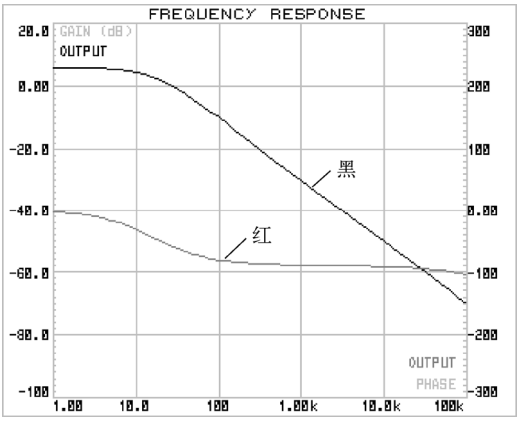
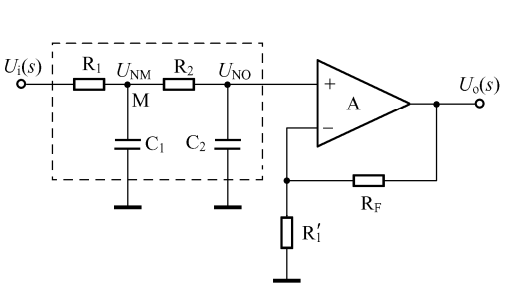


图 5-12　III型一阶有源低通滤波电路频率特性图

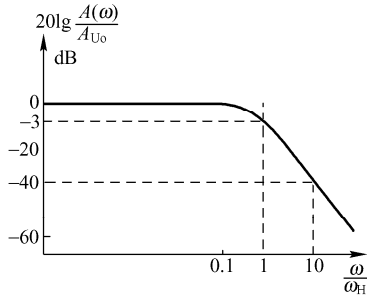
5.2.2　二阶有源低通滤波电路

1．III 型二阶有源低通滤波电路

如图 5-13 所示是一个 III 型二阶有源低通滤波电路。与 III 型一阶有源低通滤波电路的差别，只是无源 RC 滤波电路由一阶改为二阶。



（a）电路



（b）幅频波特图

图 5-13　III 型二阶有源低通滤波电路

为了计算的方便，取 $R_1=R_2=R$，$C_1=C_2=C$，可推得电路的传递函数为

$$A_U(s)=\frac{U_o(s)}{U_i(s)}=\frac{A_{UF}}{1+3sRC+(sRC)^2}$$

A_{UF} 为同相比例放大器的放大倍数。$A_{UF}=1+R_F/R_1'$。可见，其传递函数是二阶的，因此该电路是二阶低通滤波电路。

频率特性为

$$A_U(j\omega)=\frac{A_{UF}}{1+j3\omega RC-\omega^2(RC)^2}=\frac{A_{UF}}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2-j3\frac{\omega}{\omega_0}}$$

其中，令 $\omega_0=\frac{1}{RC}$。

幅频特性为

$$A_U(\omega)=\frac{|A_{UF}|}{\sqrt{\left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2+\left(3\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} \qquad (5\text{-}14)$$

$\left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2+\left(3\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2=2$ 时，所对应的角频率为截止角频率 ω_H，解之可得

$$\omega_H=\sqrt{\frac{\sqrt{7^2+4}-7}{2}}\ \omega_0\approx 0.374\,\omega_0=0.374\frac{1}{RC}$$

截止频率 $f_H=0.374f_0=0.374\frac{1}{2\pi RC}$。

根据幅频特性可画出幅频波特图，如图 5-13（b）所示。

从幅频波特图看，$\omega\gg\omega_0$ 时衰减的斜率为 40dB/十倍频程。比一阶低通滤波电路大一倍。但该滤波电路在 ω_0 附近响应不够理想，$\omega<\omega_0$ 附近波特图已下降较多，但在 $\omega>\omega_0$ 附近它的下降斜率还不够大。

2．Ⅳ型（Sallen–Key 塞龙-凯型）二阶低通滤波电路

Ⅳ型二阶低通滤波电路如图 5-14 所示，它可与图 5-6 电路结构对应，为了实现低通滤波特性，Y_1～Y_4 元件性质分别为

$$Y_1=\frac{1}{R_1}，\ Y_2=sC_2，\ Y_3=\frac{1}{R_3}，\ Y_4=sC_4$$

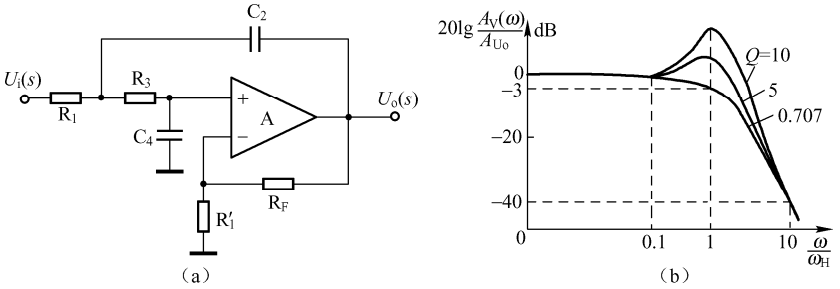


图 5-14　Ⅳ型二阶低通滤波电路

根据式（5-7）该滤波电路的传递函数为

$$A_{\mathrm{U}}(s)=\frac{Y_1Y_3A_{\mathrm{UF}}}{Y_4(Y_1+Y_2+Y_3)+Y_3[Y_1+Y_2(1-A_{\mathrm{UF}})]}$$

$$=\frac{\dfrac{1}{R_1R_3C_2C_4}A_{\mathrm{UF}}}{sC_4\left(\dfrac{1}{R_1C_2C_4}+s\dfrac{1}{C_4}+\dfrac{1}{R_3C_2C_4}\right)+\dfrac{s}{R_3C_4}(1-A_{\mathrm{UP}})+\dfrac{1}{R_1R_3C_2C_4}}$$

令　$\omega_{\mathrm{n}}^2=\dfrac{1}{R_1R_3C_2C_4}$，$\omega_{\mathrm{n}}=\dfrac{1}{\sqrt{R_1R_3C_2C_4}}$ 为特征角频率，在此为下限截止角频率。

$$A_{\mathrm{U}}(s)=\frac{\omega_{\mathrm{n}}^2A_{\mathrm{UF}}}{s^2+s\omega_{\mathrm{n}}\left[\sqrt{\dfrac{R_3C_4}{R_1C_2}}+\sqrt{\dfrac{R_1C_4}{R_3C_2}}+\sqrt{\dfrac{R_1C_2}{R_3C_4}}(1-A_{\mathrm{UF}})\right]+\omega_{\mathrm{n}}^2} \tag{5-15}$$

令阻尼系数

$$\xi=\sqrt{\frac{R_3C_4}{R_1C_2}}+\sqrt{\frac{R_1C_4}{R_3C_2}}+\sqrt{\frac{R_1C_2}{R_3C_4}}(1-A_{\mathrm{UF}}) \tag{5-16}$$

$\xi>0$ 才能保证工作稳定，不会产生自激振荡，为了稳定地工作应使

$$\sqrt{\frac{R_3C_4}{R_1C_2}}+\sqrt{\frac{R_1C_4}{R_3C_2}}+\sqrt{\frac{R_1C_2}{R_3C_4}}>\sqrt{\frac{R_1C_2}{R_3C_4}}A_{\mathrm{UF}}$$

$$A_{\mathrm{U}}(s)=\frac{A_{\mathrm{UF}}\omega_{\mathrm{n}}^2}{s^2+\xi\omega_{\mathrm{n}}s+\omega_{\mathrm{n}}^2} \tag{5-17}$$

定义等效品质因数 $Q=\dfrac{1}{\xi}$

电路的传递函数为

$$A_{\mathrm{U}}(s)=\frac{A_{\mathrm{UF}}\omega_{\mathrm{n}}^2}{s^2+\dfrac{\omega_{\mathrm{n}}}{Q}s+\omega_{\mathrm{n}}^2}$$

频率特性为

$$A_{\mathrm{U}}(\mathrm{j}\omega)=\frac{A_{\mathrm{UF}}}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_{\mathrm{n}}}\right)^2+\mathrm{j}\frac{1}{Q}\frac{\omega}{\omega_{\mathrm{n}}}} \tag{5-18}$$

幅频特性为

$$A_{\mathrm{U}}(\omega)=\frac{A_{\mathrm{UF}}}{\sqrt{\left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_{\mathrm{n}}}\right)^2\right]^2+\left(\frac{1}{Q}\frac{\omega}{\omega_{\mathrm{n}}}\right)^2}} \tag{5-19}$$

式中，$A_{\mathrm{UF}}=1+R_{\mathrm{F}}/R_1'$。

相频特性为

$$\varphi(\omega)=-\arctan\frac{\xi\frac{\omega}{\omega_{\mathrm{n}}}}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_{\mathrm{n}}}\right)^2}=-\arctan\frac{\frac{\omega}{Q\omega_{\mathrm{n}}}}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_{\mathrm{n}}}\right)^2} \tag{5-20}$$

由幅频特性可知，$\omega=0$ 或 $\omega\ll\omega_{\mathrm{n}}$ 时，$A_{\mathrm{U}}(\omega)=A_{\mathrm{UF}}$；当 $\omega\to\infty$ 时，$A_{\mathrm{U}}(\omega)=0$。显然是低通滤波特性。还可看到 Q 值（ξ 值）不同时，有不同的幅频波特图。当 $Q=0.707$ 时，幅频波特图较平坦；当 $Q>0.707$ 时，将出现峰值。当 $Q=0.707$ 且 $\frac{\omega}{\omega_{\mathrm{n}}}=1$ 时，$20\lg\frac{A_{\mathrm{U}}(\omega)}{A_{\mathrm{Uo}}}=-3\mathrm{dB}$；当 $\frac{\omega}{\omega_{\mathrm{n}}}=10$ 时，$20\lg\frac{A_{\mathrm{U}}(\omega)}{A_{\mathrm{Uo}}}=-40\mathrm{dB}$，表明在阻带内随频率增加，增益以 40dB/十倍频程下降。这说明二阶比一阶滤波效果好。

3．II 型二阶低通滤波电路

II 型二阶低通滤波电路如图 5-15 所示，它可与图 5-4 电路结构对应，称为无限增益多环反馈二阶低通滤波电路。为了实现低通滤波特性，$Y_1\sim Y_5$ 元件性质分别为

$$Y_1=\frac{1}{R_1}，\ Y_2=sC_2，\ Y_3=\frac{1}{R_3}，\ Y_4=\frac{1}{R_4}，\ Y_5=sC_5$$

根据式（5-5），把以上各 Y 值代入，则得 II 型二阶低通滤波电路的传递函数

$$A_{\mathrm{U}}(s)=-\frac{Y_1Y_3}{Y_5(Y_1+Y_2+Y_3+Y_4)+Y_3Y_4}=\frac{R_4/R_1}{R_3R_4C_2C_5s^2+(R_3R_4+R_1R_3+R_1R_4)\frac{C_5}{R_1}s+1}$$

令通带电压放大倍数

$$A_{\mathrm{Uo}}=-\frac{R_4}{R_1}$$

自然角频率

$$\omega_{\mathrm{n}}^2=\frac{1}{R_3R_4C_2C_5}，\quad \omega_{\mathrm{n}}=\frac{1}{\sqrt{R_3R_4C_2C_5}} \tag{5-21}$$

传递函数写成二阶低通滤波电路的通式

$$A_{\mathrm{U}}(s)=\frac{A_{\mathrm{Uo}}\omega_{\mathrm{n}}^2}{s^2+\omega_{\mathrm{n}}s\left(\frac{\sqrt{R_3R_4}}{R_1}+\sqrt{\frac{R_3}{R_4}}+\sqrt{\frac{R_4}{R_3}}\right)\sqrt{\frac{C_5}{C_2}}+\omega_{\mathrm{n}}^2} \tag{5-22}$$

其中

$$\xi=\left(\frac{\sqrt{R_3R_4}}{R_1}+\sqrt{\frac{R_3}{R_4}}+\sqrt{\frac{R_4}{R_3}}\right)\sqrt{\frac{C_5}{C_2}} \tag{5-23}$$

$$A_{\mathrm{U}}(s)=\frac{A_{\mathrm{Uo}}\omega_{\mathrm{n}}^2}{s^2+\xi\omega_{\mathrm{n}}s+\omega_{\mathrm{n}}^2} \tag{5-24}$$

II 型二阶低通滤波电路与 IV 型二阶低通滤波电路的频率特性的表达式相同，幅频波特图也相同，只是阻尼系数（等效品质因数 Q）的内涵不同。

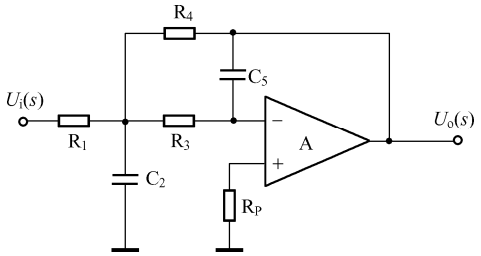


图 5-15　II 型二阶低通滤波电路

4．二阶有源低通滤波电路实例

1）III 型二阶有源低通滤波电路

【例 5.3】 采用 LM358 集成运算放大器的 III 型二阶有源低通滤波电路如图 5-16 所示。图中，电源电压为±15V，电阻 R_1=R_2=10kΩ，C_1=C_2=1μF，R_1'=R_F=10 kΩ。从 INPUT 处输入信号，从 OUTPUT 处输出信号。

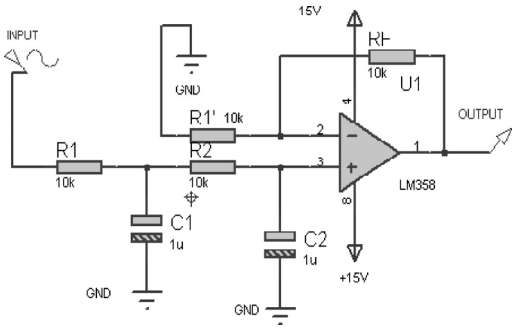


图 5-16　III型二阶有源低通滤波电路

从 INPUT 处输入交流电压信号，如所加信号为幅度 1.0V、频率 1kHz 的交流信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的频率特性图，如图 5-17 所示。图中的黑线是对数幅

频特性曲线，红线是相频特性曲线。由图可见，对数幅频特性曲线幅值是先高后低，最大值处增益是 6dB，6dB 对应的放大倍数就是 2 倍。通带截止频率应在 6dB−3dB=3dB 处。依此测出通带截止频率 f_H 为 5.8Hz。

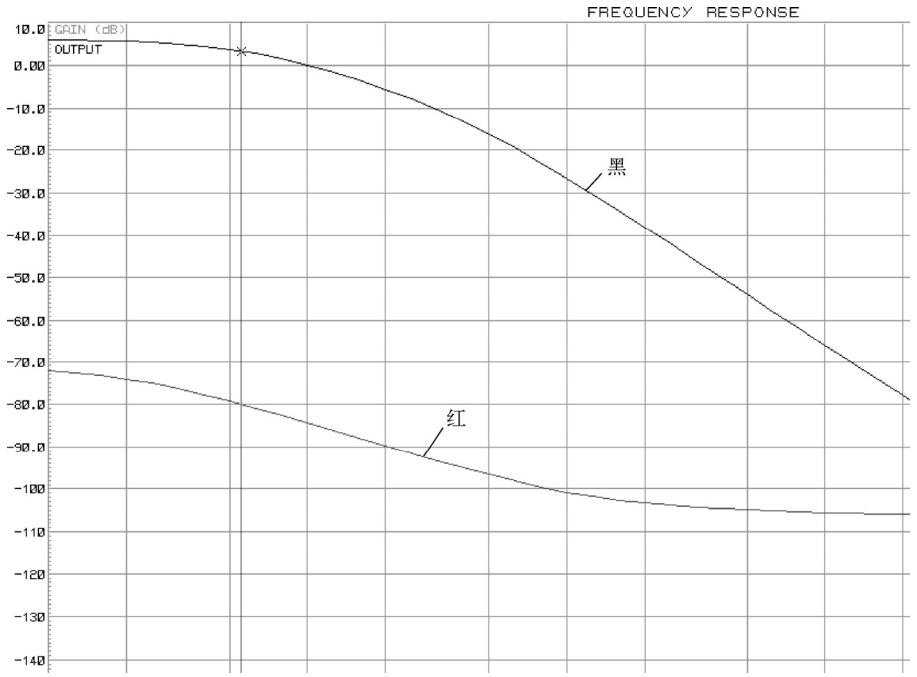


图 5−17　III 型二阶有源低通滤波器电路频率特性图

根据 III 型二阶有源低通滤波器的通带放大倍数公式 A_{UF}=1+ R_F / R_1' 可知，A_{UF}=1+10/10=2，即本电路通带放大倍数为 2。

根据 III 型二阶有源低通滤波器通带截止频率公式 f_H=0.3741/2 πRC 可知，通带截止频率 f_H=0.374/2×3.14×10×10^3×10^{-6}=5.9Hz。与上面的实测值对比，可知实测值与理论值相差不大。

2）Ⅳ型二阶有源低通滤波电路

【例 5.4】 采用 LM358 集成运算放大器的Ⅳ型二阶有源低通滤波电路如图 5−18 所示。图中，电源电压为±15V，电阻 R_1=R_3=1.6kΩ，C_2=C_4=1000pF，R_1'=R_F=6.2kΩ。从 INPUT 处输入信号，从 OUTPUT 处输出信号。

从 INPUT 处输入交流电压信号，如所加信号为幅度 10mV、频率 1kHz 的交流信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的频率特性图，如图 5−19 所示。图中的黑线是对数幅频特性曲线，红线是相频特性曲线。由图可见，对数幅频特性曲线幅值是先高后低，最大值处增益是 6dB。通带截止频率应在 6dB−3dB =3dB 处。依此测出通带截止频率 f_H 为 99kHz。

根据Ⅳ型二阶有源低通滤波电路的通带放大倍数公式 A_{UF} =1+ R_F / R_1' 可知，A_{UF}= 1+6.2/6.2=2，即本电路通带放大倍数为 2，转化为分贝为 6dB。

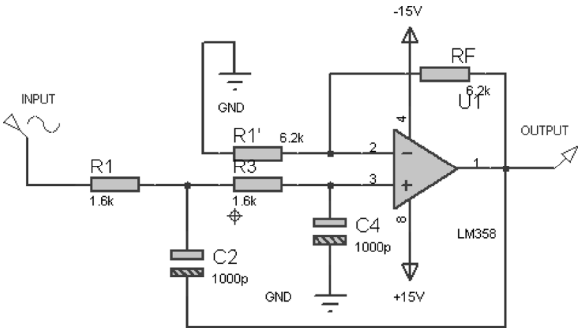


图 5-18　Ⅳ型二阶有源低通滤波电路

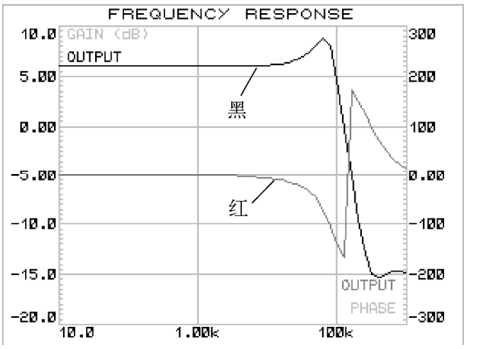


图 5-19　Ⅳ型二阶有源低通滤波电路频率特性图

根据Ⅳ型二阶有源低通滤波电路通带截止频率公式 $\omega_n=\dfrac{1}{\sqrt{R_1R_3C_2C_4}}$，$f_H=\dfrac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_3C_2C_4}}$ 可知，通带截止频率 $f_H=\dfrac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_3C_2C_4}}=\dfrac{1}{2\times3.14\sqrt{1.6\times10^3\times1.6\times10^3\times1000\times10^{-12}\times1000\times10^{-12}}}$ =99522Hz≈99.5kHz。与上面的实测值对比，可知实测值与理论值比较接近。

根据 IV 型二阶有源低通滤波电路的阻尼系数公式 $\xi=\sqrt{\dfrac{R_3C_4}{R_1C_2}}+\sqrt{\dfrac{R_1C_4}{R_3C_2}}+\sqrt{\dfrac{R_1C_2}{R_3C_4}}\,(1-A_{UF})$ 及 $Q=\dfrac{1}{\xi}$，把相应的电阻和电容值代入，得 ξ=1，Q=1。可见，本电路的阻尼系数和品质因数均为 1。

3）II 型二阶有源低通滤波电路

【例 5.5】 采用 LM358 集成运算放大器的 II 型二阶有源低通滤波电路如图 5-20 所示。图中，电源电压为±15V，电阻 R_1=R_3=R_4=1kΩ，C_2=C_5=1000pF，R_P=1kΩ。从 INPUT 处输入信号，从 OUTPUT 处输出信号。

从 INPUT 处输入交流电压信号，如所加信号为幅度 10mV、频率 1kHz 的交流信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的频率特性图，如图 5-21 所示。图中的黑线是对数幅频特性曲线，红线是相频特性曲线。由图可见，对数幅频特性曲线幅值是先高后低，最大值处增益是 0。通带截止频率应在 0-3dB=-3dB 处。依此测出通带截止频率 f_H 大约为 70kHz。

根据 II 型二阶有源低通滤波器的通带放大倍数公式 $A_{Uo}=-R_4/R_1$ 可知，A_{Uo}=-1/1=-1，即本电路通带放大倍数为 1，转化为增益为 0。

根据 II 型二阶有源低通滤波电路通带截止频率公式 $\omega_n=\dfrac{1}{\sqrt{R_3R_4C_2C_5}}$，$f_H=\dfrac{1}{2\pi\sqrt{R_3R_4C_2C_5}}$ 可知，通带截止频率 $f_H=\dfrac{1}{2\pi\sqrt{R_3R_4C_2C_5}}=\dfrac{1}{2\times3.14\sqrt{1\times10^3\times1\times10^3\times1000\times10^{-12}\times1000\times10^{-12}}}\approx$ 159.235kHz。与上面的实测值对比，可知在本例中滤波电路通带截止频率实测值与理论值出入较大。

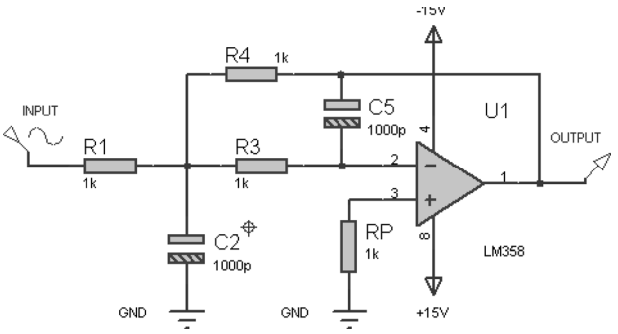


图 5-20 II 型二阶有源低通滤波电路

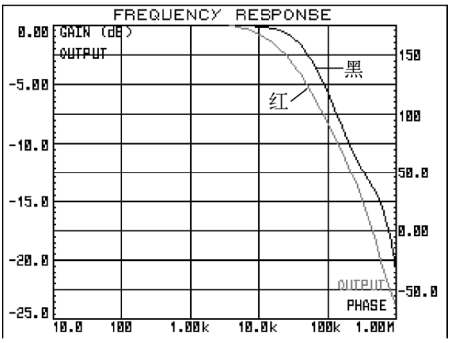


图 5-21 II 型二阶有源低通滤波电路频率特性图

在本章中，只有这一例的滤波电路通带截止频率实测值与理论值差别大。

5.3 有源高通滤波电路

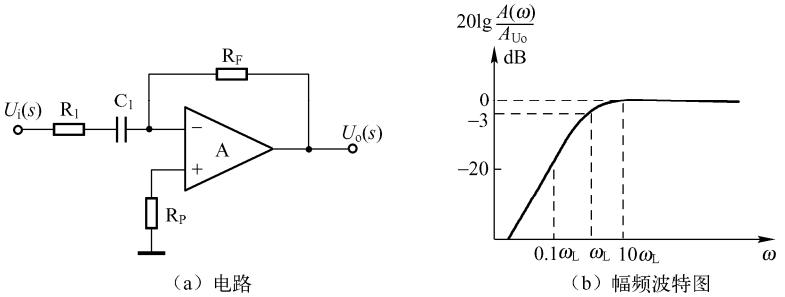
高通滤波电路的功能是用来通过高频信号，抑制和衰减低频信号。高通滤波电路按其传递函数分母中 s 的最高幂次分为一阶 HPF、二阶 HPF 和高阶 HPF。

5.3.1 一阶有源高通滤波电路

1. I 型一阶有源高通滤波电路

如图 5-22 所示是一个 I 型一阶有源高通滤波电路。该滤波电路属于 I 型结构滤波电路。

$$Y_1=\frac{1}{R_1+\frac{1}{sC_1}}=\frac{sC_1}{1+sR_1C_1}\ ,\quad Y_F=\frac{1}{R_F}$$



（a）电路　　（b）幅频波特图

图 5-22 I 型一阶有源高通滤波电路

该滤波电路的传递函数为

$$A_{\mathrm{U}}(s)=-\frac{Y_1(s)}{Y_{\mathrm{F}}(s)}=-\frac{\dfrac{sC_1}{1+sR_1C_1}}{\dfrac{1}{R_{\mathrm{F}}}}=-\frac{R_{\mathrm{F}}}{R_1}\cdot\frac{1}{1+\dfrac{1}{sR_1C_1}}=\frac{A_{\mathrm{Uo}}}{1+\left(\dfrac{\omega_{\mathrm{n}}}{s}\right)} \tag{5-25}$$

式中，通带电压放大倍数 $A_{\mathrm{Uo}}=-\dfrac{R_{\mathrm{F}}}{R_1}$。

定义 $\omega_{\mathrm{n}}=\dfrac{1}{R_1C_1}$ 为特征角频率，在此为上限截止角频率，$f_0=\dfrac{1}{2\pi R_{\mathrm{F}}C_{\mathrm{F}}}$ 为上限截止频率。

频率特性为

$$A_{\mathrm{U}}(\mathrm{j}\omega)=\frac{A_{\mathrm{Uo}}}{1+\dfrac{\omega_{\mathrm{n}}}{\mathrm{j}\omega}}=\frac{A_{\mathrm{Uo}}}{1-\mathrm{j}\dfrac{\omega_{\mathrm{n}}}{\omega}} \tag{5-26}$$

幅频特性为

$$A_{\mathrm{U}}(\omega)=\frac{|A_{\mathrm{Uo}}|}{\sqrt{1+\left(\dfrac{\omega_{\mathrm{n}}}{\omega}\right)^2}} \tag{5-27}$$

相频特性为

$$\varphi(\omega)=-\pi+\arctan\left(\frac{\omega_{\mathrm{n}}}{\omega}\right) \tag{5-28}$$

根据幅频特性，可看出 $\omega\gg\omega_{\mathrm{n}}$ 时，$A_{\mathrm{U}}(\omega)=A_{\mathrm{Uo}}$；$\omega\ll\omega_{\mathrm{n}}$ 时，$A_{\mathrm{U}}(\omega)$随 ω 减少而下降。以此而画出的幅频波特图如图 5-22（b）所示。当 $\omega=\omega_{\mathrm{n}}$ 时，$A_{\mathrm{U}}(\omega_{\mathrm{n}})$比 A_{Uo} 下降 3dB，该电路 $\omega_{\mathrm{n}}=\omega_{\mathrm{L}}$，$\omega_{\mathrm{L}}$ 是特征角频率或截止角频率。当 $\dfrac{\omega}{\omega_{\mathrm{n}}}=\dfrac{1}{10}$ 时，所对应的 A_{U} 比 A_{Uo} 下降 20dB，说明在阻带内幅频波特图以 20dB/十倍频程随频率减少而下降。

2．Ⅲ型一阶有源高通滤波电路

如图 5-23 所示是另一个Ⅲ型一阶有源高通滤波电路。它与图 5-8 所示Ⅲ型一阶有源低通滤波电路的差别只是电阻与电容的位置互换了一下。

该电路的传递函数为

$$A_{\mathrm{U}}(s)=A_{\mathrm{UF}}A_{\mathrm{NU}}(s)$$

$$A_{\mathrm{UF}}=1+\frac{R_{\mathrm{F}}}{R_1}$$

无源 RC 滤波电路的传递函数为

$$A_{\mathrm{NU}}(s)=\frac{U_{\mathrm{No}}(s)}{U_{\mathrm{Ni}}(s)}=\frac{R}{R+\dfrac{1}{sC}}=\frac{1}{1+sRC}$$

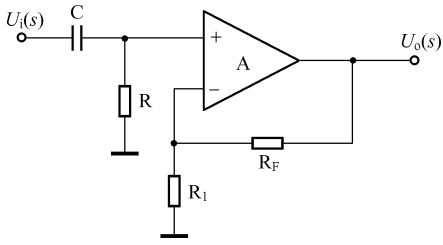


图 5-23　Ⅲ型一阶有源高通滤波电路

滤波电路的传递函数为

$$A_{\mathrm{U}}(s)=A_{\mathrm{UF}}\cdot\frac{1}{1+\dfrac{1}{sRC}} \tag{5-29}$$

令特征角频率为

$$\omega_{\mathrm{n}}=\frac{1}{RC}$$

则

$$A_{\mathrm{U}}(s)=\frac{A_{\mathrm{UF}}}{1+\dfrac{\omega_{\mathrm{n}}}{s}} \tag{5-30}$$

滤波电路的频率特性为

$$A_{\mathrm{U}}(\mathrm{j}\omega)=\frac{A_{\mathrm{UF}}}{1-\mathrm{j}\dfrac{\omega_{\mathrm{n}}}{\omega}} \tag{5-31}$$

滤波电路的幅频特性为

$$A_{\mathrm{U}}(\omega)=\frac{A_{\mathrm{UF}}}{\sqrt{1+\left(\dfrac{\omega_{\mathrm{n}}}{\omega}\right)^2}} \tag{5-32}$$

它的幅频特性与图 5-22（a）电路相同。特征角频率就是高通滤波电路的上限截止角频率，$\omega_{\mathrm{L}}=\omega_{\mathrm{n}}$。幅频波特图也相同，阻带内衰减只有 20dB/十倍频程，阻带内电压幅度随频率减少而下降。

3．一阶有源高通滤波电路实例

1）I 型一阶有源高通滤波电路

【例 5.6】 采用 LM358 集成运算放大器的 I 型一阶高通有源滤波电路如图 5-24 所示。图中，电源电压为±15V，电阻 R_1=R_{F}=R=10 kΩ，C_1=1μF。从 INPUT 处输入信号，从 OUTPUT 处输出信号。

从 INPUT 处输入交流电压信号，如所加信号为幅度 10mV、频率 1kHz 的交流信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的频率特性图，如图 5-25 所示。图中的黑线是对数幅频特性曲线，红线是相频特性曲线。由图可见，对数幅频特性曲线幅值是先低后高，最大值处增益是 0dB。通带截止频率应在 0dB-3dB =-3dB 处。依此测出通带截止频率 f_0 大约为 16Hz。

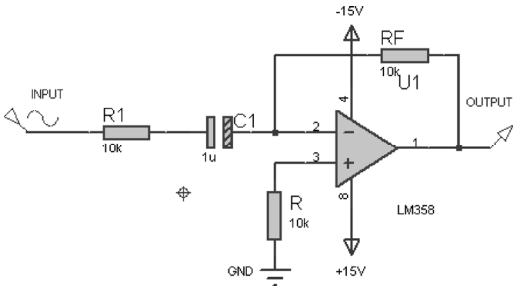


图 5-24　I 型一阶高通有源滤波电路

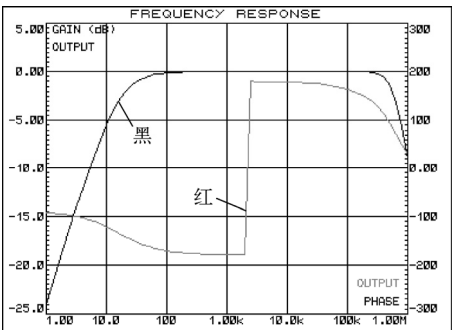


图 5-25　I 型一阶高通有源滤波电路频率特性图

根据Ⅰ型一阶高通有源滤波电路的通带放大倍数公式 $A_{UF}=-R_F/R_1'$ 可知，$A_{UF}=-10/10=-1$，即本电路通带放大倍数为−1，对应的增益就是 0dB。

根据 I 型一阶高通有源滤波电路的通带上限截止频率公式 $f_0=1/2\pi RC$ 可知，通带上限截止频率 $f_0=1/2\times3.14\times10\times10^3\times10^{-6}=15.9$Hz。与上面的实测值对比，可知实测值与理论值相差不大。

2）Ⅲ型一阶有源高通滤波电路

【例 5.7】 采用 LM358 集成运算放大器的Ⅲ型一阶高通有源滤波电路如图 5-26 所示。图中，电源电压为±15V，电阻 $R_1=R_F=R=10$kΩ，$C_1=1$μF。从 INPUT 处输入信号，从 OUTPUT 处输出信号。

从 INPUT 处输入交流电压信号，如所加信号为幅度 10mV、频率 1kHz 的交流信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的频率特性图，如图 5-27 所示。图中的黑线是对数幅频特性曲线，红线是相频特性曲线。由图可见，对数幅频特性曲线幅值是先低后高，最大值处增益是 6dB。通带截止频率应在 6dB−3dB =3dB 处。依此测出通带截止频率 f_0 大约为 16Hz。

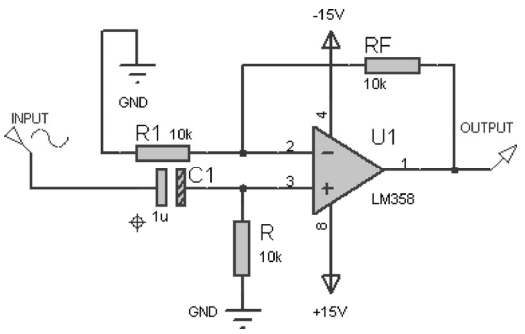


图 5-26　Ⅲ型一阶高通有源滤波电路

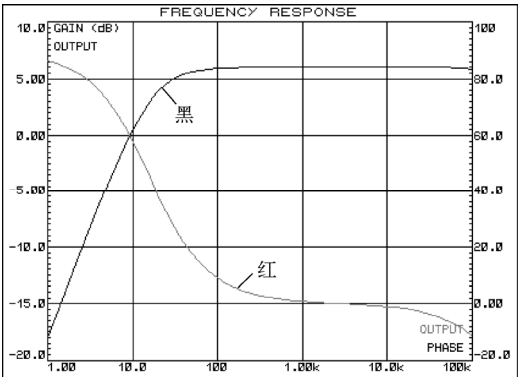


图 5-27　Ⅲ型一阶高通有源滤波电路频率特性图

根据Ⅲ型一阶高通有源滤波电路的通带放大倍数公式 $A_{UF}=1+\dfrac{R_F}{R_1}$ 可知，$A_{UF}=1+10/10=2$，即本电路通带放大倍数为 2，对应的增益就是 6dB。

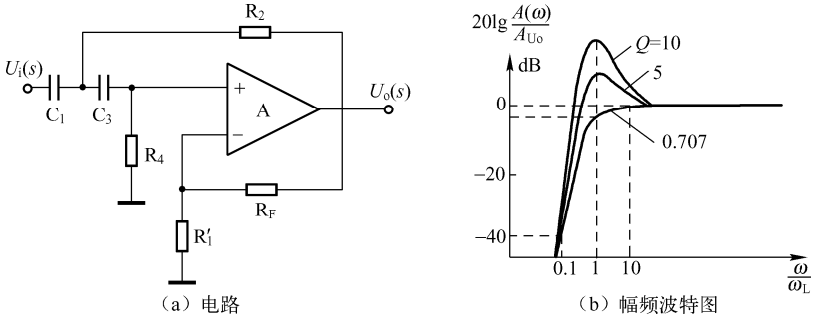
根据Ⅲ型一阶高通有源滤波电路的通带上限截止频率公式 $f_0=1/2\pi RC$ 可知，通带上限截止频率 $f_0=1/2\times3.14\times10\times10^3\times10^{-6}=15.9$Hz。与上面的实测值对比，可知实测值与理论值比较吻合。

5.3.2　二阶有源高通滤波电路

1．Ⅳ型二阶有源高通滤波电路

如图 5-28（a）所示是一个Ⅳ型二阶有源高通滤波电路。对应图 5-6 电路中各个导纳性质为

$$Y_1=sC_1,\quad Y_2=\frac{1}{R_2},\quad Y_3=sC_3,\quad Y_4=\frac{1}{R_4}$$



（a）电路　　（b）幅频波特图

图 5-28　Ⅳ型二阶有源高通滤波电路

相当于图 5-14（a）Ⅳ型二阶有源低通滤波电路中的电容换成电阻，电阻换成电容。该滤波电路的传递函数为

$$A_U(s)=\frac{Y_1Y_3A_{UF}}{Y_4(Y_1+Y_2+Y_3)+Y_3[Y_1+Y_2(1-A_{UF})]}=$$

$$\frac{s^2A_{UF}}{s^2+\dfrac{s}{\sqrt{R_2R_4C_1C_3}}\left[\sqrt{\dfrac{R_2C_1}{R_4C_3}}+\sqrt{\dfrac{R_2C_3}{R_4C_1}}+(1-A_{UF})\sqrt{\dfrac{R_4C_3}{R_2C_1}}+\dfrac{1}{R_2R_4C_1C_3}\right]}\tag{5-33}$$

令 $\omega_n^2=\dfrac{1}{R_2R_4C_1C_3}$，$\omega_n=\dfrac{1}{\sqrt{R_2R_4C_1C_3}}$ 为特征角频率，在此为下限截止角频率。

令阻尼系数 $\xi=\sqrt{\dfrac{R_2C_1}{R_4C_3}}+\sqrt{\dfrac{R_2C_3}{R_4C_1}}+(1-A_{UF})\sqrt{\dfrac{R_4C_3}{R_2C_1}}$。

此时电路的传递函数为

$$A_U(s)=\frac{s^2A_{UF}}{s^2+\omega_n\xi s+\omega_n^2}\tag{5-34}$$

此式与二阶高通滤波电路通式相同。

Q 为电路的等效品质因数，$Q=\dfrac{1}{\xi}$。

电路的传递函数为

$$A_U(s)=\frac{s^2A_{UF}}{s^2+\dfrac{\omega_n}{Q}s+\omega_n^2}=\frac{A_{UF}}{\left(\dfrac{\omega_n}{s}\right)^2+\dfrac{\omega_n}{Q}\dfrac{1}{s}+1}\tag{5-35}$$

频率特性为

$$A_U(j\omega)=\frac{A_{UF}}{1-\left(\dfrac{\omega_n}{\omega}\right)^2-j\xi\dfrac{\omega_n}{\omega}}\quad\frac{A_{UF}}{1-\left(\dfrac{\omega_n}{\omega}\right)^2-j\dfrac{1}{Q}\dfrac{\omega_n}{\omega}}\tag{5-36}$$

幅频特性为

$$A_{\mathrm{U}}(\omega)=\frac{A_{\mathrm{UF}}}{\sqrt{\left[1-\left(\frac{\omega_{\mathrm{n}}}{\omega}\right)^2\right]^2+\left(\xi\frac{\omega_{\mathrm{n}}}{\omega}\right)^2}}=\frac{A_{\mathrm{UF}}}{\sqrt{\left[1-\left(\frac{\omega_{\mathrm{n}}}{\omega}\right)^2\right]^2+\left(\frac{1}{Q}\frac{\omega_{\mathrm{n}}}{\omega}\right)^2}} \tag{5-37}$$

式中，$A_{\mathrm{UF}}=1+R_{\mathrm{F}}/R_1'$。

相频特性为

$$\varphi(\omega)=-\arctan\frac{\xi\frac{\omega_{\mathrm{n}}}{\omega}}{1-\left(\frac{\omega_{\mathrm{n}}}{\omega}\right)^2}=-\arctan\frac{\frac{\omega_{\mathrm{n}}}{Q\omega}}{1-\left(\frac{\omega_{\mathrm{n}}}{\omega}\right)^2} \tag{5-38}$$

由幅频特性可知，当 $\omega\gg\omega_{\mathrm{n}}$ 时，$A_{\mathrm{U}}(\omega)=A_{\mathrm{UF}}$；当 $\omega\ll\omega_{\mathrm{n}}$ 时，$A_{\mathrm{U}}(\omega)$随频率减小而降低，直至 $A_{\mathrm{U}}(\omega)=0$。显然具有高通滤波特性。还可根据幅频特性画出幅频波特图，如图 5-28（b）所示。幅频波特图以 Q 为参变量，当 $Q=0.707$ 时，幅频波特图较平坦；当 $Q>0.707$ 时，波特图将出现峰值。Q 越大，峰值越高。当 $Q=0.707$ 且 $\frac{\omega_{\mathrm{n}}}{\omega}=10$ 时，$20\lg\frac{A_{\mathrm{U}}(\omega)}{A_{\mathrm{Uo}}}\approx-40\mathrm{dB}$，在阻带内波特图以-40dB/十倍频程的斜率随频率减小而降低。$\frac{\omega_{\mathrm{n}}}{\omega}=1$ 时，波特图下降-3dB，此时 $\omega=\omega_{\mathrm{L}}$。从以上分析得知，二阶高通滤波电路的滤波特性优于一阶高通滤波电路。

应指出的是，ξ 值为负时说明电路正反馈太强，电路极易产生自激振荡。为使电路稳定工作，应保证 $\xi>0$，相应各参数应满足下式：

$$\sqrt{\frac{R_2C_1}{R_4C_3}}+\sqrt{\frac{R_2C_3}{R_4C_1}}+\sqrt{\frac{R_4C_3}{R_2C_1}}>A_{\mathrm{UF}}\sqrt{\frac{R_4C_3}{R_2C_1}}$$

2．II 型二阶有源高通滤波电路

如图 5-29 所示是一个 II 型二阶有源高通滤波电路。图中，$Y_1=sC_1$，$Y_2=\frac{1}{R_2}$，$Y_3=sC_3$，$Y_4=sC_4$，$Y_5=\frac{1}{R_5}$。

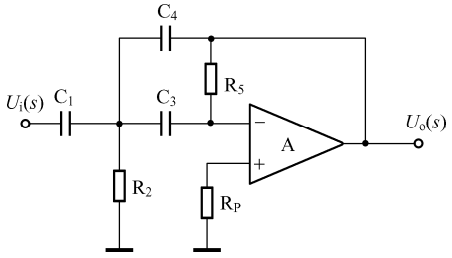


图 5-29　II 型二阶有源高通滤波电路

根据式（5-5），该电路的传递函数为

$$A_{\mathrm{U}}(s)=-\frac{Y_1Y_3}{Y_5(Y_1+Y_2+Y_3+Y_4)+Y_3Y_4}=$$

$$-\frac{s^2\frac{C_1}{C_4}}{s^2+s\frac{1}{\sqrt{R_2R_5C_3C_4}}\sqrt{\frac{R_2}{R_5}}\left(\frac{C_1}{\sqrt{C_3C_4}}+\sqrt{\frac{C_3}{C_4}}+\sqrt{\frac{C_4}{C_3}}\right)+\frac{1}{R_2R_5C_3C_4}} \tag{5-39}$$

令特征角频率

$$\omega_n^2=\frac{1}{R_2R_5C_3C_4},\quad \omega_n=\frac{1}{\sqrt{R_2R_5C_3C_4}}$$

阻尼系数

$$\xi=\sqrt{\frac{R_2}{R_5}}\left(\frac{C_1}{\sqrt{C_3C_4}}+\sqrt{\frac{C_3}{C_4}}+\sqrt{\frac{C_4}{C_3}}\right)$$

通带电压放大倍数

$$A_{U\infty}=-\frac{C_1}{C_4}$$

传递函数

$$A_U(s)=\frac{s^2A_{U\infty}}{s^2+s\omega_n\xi+\omega_n^2} \tag{5-40}$$

与式（5-34）形式相同，是二阶高通滤波电路通式。滤波电路等效品质因数 $Q=\frac{1}{\xi}$。

$$A_U(s)=\frac{s^2A_{U\infty}}{s^2+s\frac{\omega_n}{Q}+\omega_n^2}=\frac{s^2A_{U\infty}}{\left(\frac{\omega_n}{s}\right)^2+\frac{\omega_n}{Qs}+1} \tag{5-41}$$

电路的频率特性、幅频特性、相频特性都与Ⅳ型二阶高通滤波电路相同，只是 $A_{U\infty}=-\frac{C_1}{C_4}$，阻尼系数 ξ（等效品质因数 Q）的内涵与Ⅳ型二阶高通滤波电路有所不同。

3．二阶有源高通滤波电路实例

1）Ⅳ型二阶有源高通滤波电路

【例 5.8】 采用 LM358 集成运算放大器的Ⅳ型二阶有源高通滤波电路如图 5-30 所示。图中，电源电压为±15V，电阻 $R_1'=R_2=R_4=R_F=10k\Omega$，$C_1=C_3=1\mu F$。从 INPUT 处输入信号，从 OUTPUT 处输出信号。

从 INPUT 处输入交流电压信号，如所加信号为幅度 10mV、频率 1kHz 的交流信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的频率特性图，如图 5-31 所示。图中的黑线是对数幅频特性曲线，红线是相频特性曲线。由图可见，对数幅频特性曲线幅值是先低后高，最大值处增益是 6dB，6dB 对应的放大倍数就是 2 倍。通带截止频率应在 6dB-3dB =3dB 处。依此测出通带截止频率 f_L 大约为 16Hz。

由Ⅳ型二阶有源高通滤波电路的通带放大倍数公式 $A_{UF}=1+R_F/R_1'$ 可知，$A_{UF}=1+10/10=2$，即本电路通带放大倍数为 2。

由Ⅳ型二阶有源高通滤波电路通带下限截止频率公式 $f_L=\frac{1}{2\pi\sqrt{R_2R_4C_1C_3}}$ 可知，通带

下限截止频率 $f_L=\dfrac{1}{2\times3.14\sqrt{10\times10^3\times10\times10^3\times1\times10^{-6}\times1\times10^{-6}}}$=15.9Hz。与上面的实测值对比，可知实测值与理论值相差不大。

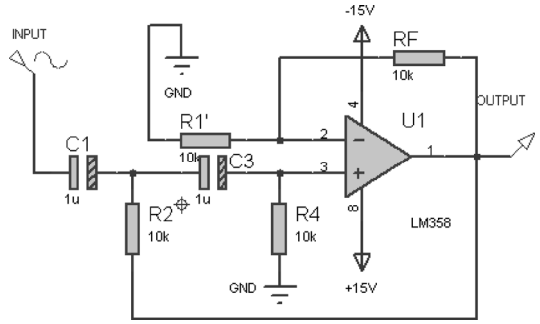


图 5-30　Ⅳ型二阶有源高通滤波电路

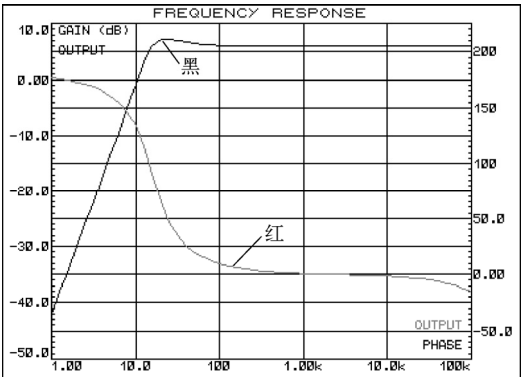


图 5-31　Ⅳ型二阶有源高通滤波电路频率特性图

2）II 型二阶有源高通滤波电路

【例 5.9】 采用 LM358 集成运算放大器的 II 型二阶有源高通滤波电路如图 5-32 所示。图中，电源电压为±15V，电阻 R_2=R_5=1kΩ，C_1=C_3=C_4=1000pF。从 INPUT 处输入信号，从 OUTPUT 处输出信号。

从 INPUT 处输入交流电压信号，如所加信号为幅度 10mV、频率 1kHz 的交流信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的频率特性图，如图 5-33 所示。图中的黑线是对数幅频特性曲线，红线是相频特性曲线。由图可见，对数幅频特性曲线幅值是先低后高，最大值处增益是 0，0 对应的放大倍数就是 1 倍。通带截止频率应在 0-3dB =-3dB 处。依此测出通带截止频率 f_H 大约为 160kHz。

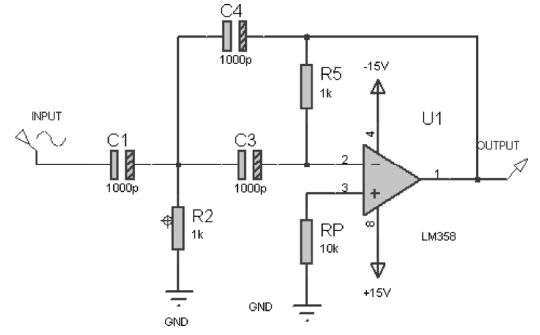


图 5-32　II 型二阶有源高通滤波电路

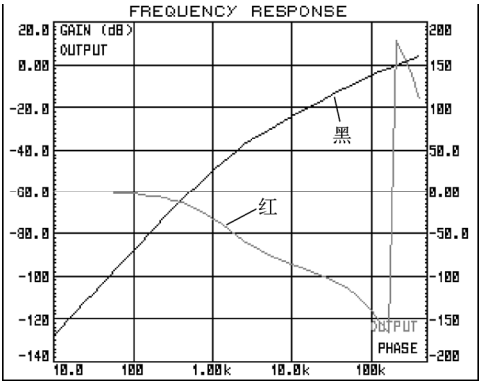


图 5-33　II 型二阶有源高通滤波电路频率特性图

由 II 型二阶有源高通滤波电路的通带放大倍数公式 $A_{U\infty}=-\dfrac{C_1}{C_4}$ 可知，$A_{U\infty}=-\dfrac{C_1}{C_4}=$

$-\frac{1000}{1000}=-1$，即本电路通带放大倍数为-1，对应的增益是 0。

由 II 型二阶有源高通滤波电路通带下限截止频率公式 $f_L=\frac{1}{2\pi\sqrt{R_2R_5C_3C_4}}$ 可知，通带下限截止频率 $f_L=\frac{1}{2\times3.14\sqrt{1\times10^3\times1\times10^3\times1000\times10^{-12}\times1000\times10^{-12}}}=159.235\text{kHz}$。与上面的实测值对比，可知实测值与理论值计算值相差不大。

5.4 有源带通滤波电路

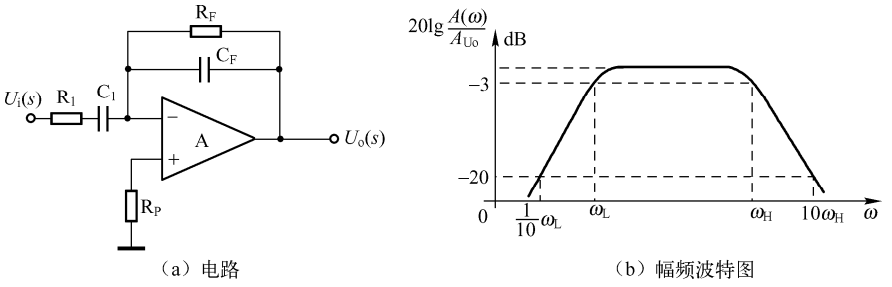
带通滤波电路的功能是用来通过某一频段的信号，将此频段以外的信号加以抑制或衰减。带通滤波电路的理想特性如图 5-2（c），带通滤波电路的中心频率 ω_0、带宽 BW、品质因数 Q 之间的关系为

$$Q=\frac{\omega_0}{\text{BW}}=\frac{\omega_0}{\omega_H-\omega_L}$$

$$\omega_0=\sqrt{\omega_H\omega_L}$$

5.4.1 一阶有源带通滤波电路

如图 5-34（a）所示是一个一阶有源带通滤波电路。它从电路元件安排上看既有与一阶低通滤波电路相同之处（R_F、C_F），又有与一阶高通滤波电路相同之处（R_1、C_1）。从总体上看它属于 I 型结构。



（a）电路　　（b）幅频波特图

图 5-34　I 型一阶有源带通滤波电路

$$Y_1=\frac{1}{R_1+\frac{1}{sC_1}}=\frac{sC_1}{1+sR_1C_1}，\quad Y_F=\frac{1}{R_F}+sC_F$$

该滤波电路的传递函数为

$$A_{\mathrm{U}}(s)=-\frac{Y_1}{Y_{\mathrm{F}}}=-\frac{\dfrac{sC_1}{1+sR_1C_1}}{\dfrac{1}{R_{\mathrm{F}}}+sC_{\mathrm{F}}}=-\frac{R_{\mathrm{F}}}{R_1}\frac{1}{\left[1+\dfrac{1}{sR_1C_1}(1+sR_{\mathrm{F}}C_{\mathrm{F}})\right]}=$$

$$\frac{A_{\mathrm{Uo}}}{\left(1+\dfrac{\omega_1}{s}\right)+\left(1+\dfrac{s}{\omega_{\mathrm{F}}}\right)} \tag{5-42}$$

式中，A_{Uo} 为通带电压放大倍数；$\omega_{\mathrm{F}}=\dfrac{1}{R_{\mathrm{F}}C_{\mathrm{F}}}$ 为上特征角频率；$\omega_1=\dfrac{1}{R_1C_1}$ 为下特征角频率。

滤波电路频率特性为

$$A_{\mathrm{U}}(\mathrm{j}\omega)=\frac{A_{\mathrm{Uo}}}{\left(1-\mathrm{j}\dfrac{\omega_1}{\omega}\right)\left(1+\mathrm{j}\dfrac{\omega}{\omega_{\mathrm{F}}}\right)} \tag{5-43}$$

幅频特性为

$$A_{\mathrm{U}}(\omega)=\frac{|A_{\mathrm{Uo}}|}{\sqrt{1+\left(\dfrac{\omega_1}{\omega}\right)^2}\cdot\sqrt{1+\left(\dfrac{\omega}{\omega_{\mathrm{F}}}\right)^2}}=|A_{\mathrm{Uo}}|\frac{1}{\sqrt{1+\left(\dfrac{\omega_{\mathrm{L}}}{\omega}\right)^2}\cdot\sqrt{1+\left(\dfrac{\omega}{\omega_{\mathrm{H}}}\right)^2}} \tag{5-44}$$

$\omega_{\mathrm{L}}=\omega_1$ 为下限截止角频率；$\omega_{\mathrm{H}}=\omega_{\mathrm{F}}$ 为上限截止角频率。

由幅频特性可知，$\omega\ll\omega_{\mathrm{L}}$ 时，当然 $\omega\ll\omega_{\mathrm{H}}A_{\mathrm{U}}(\omega)$的值随频率减少而下降。当 $\omega\gg\omega_{\mathrm{H}}$，同时 $\omega\gg\omega_{\mathrm{L}}$，$A_{\mathrm{U}}(\omega)$的值随频率增高而下降。只有 $\omega_{\mathrm{H}}>\omega>\omega_{\mathrm{L}}$ 时，通带中有中间频段的 $A_{\mathrm{U}}(\omega)=A_{\mathrm{Uo}}$，显现了带通滤波特性。图 5-34（b）为该滤波电路的幅频波特图，它与一阶低通滤波电路和高通滤波电路一样，阻带内衰减只有 20dB/十倍频程。

以下是 I 型一阶有源带通滤波电路的例子。

【例 5.10】 采用 LM358 集成运算放大器的 I 型一阶带通有源滤波电路如图 5-35 所示。图中，电源电压为±15V，电阻 $R_1=R_{\mathrm{F}}=R=10\mathrm{k}\Omega$，$C_1=1\mu\mathrm{F}$，$C_{\mathrm{F}}=100\mathrm{nF}$。从 INPUT 处输入信号，从 OUTPUT 处输出信号。

从 INPUT 处输入交流电压信号，如所加信号为幅度 10mV、频率 1kHz 的交流信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的频率特性图，如图 5-36 所示。图中的黑线是对数幅频特性曲线，红线是相频特性曲线。由图可见，对数幅频特性曲线幅值是中间高两头低，或者说曲线呈“马鞍形”，最大幅值处增益是 0dB。通带上下截止频率应在 0dB-3dB =-3dB 处。依此测出通带下限截止频率 f_{L} 大约为 16Hz，上限截止频率 f_{H} 大约为 160Hz。

根据一阶带通有源滤波电路的通带放大倍数公式 $A_{\mathrm{Uo}}=-R_{\mathrm{F}}/R_1$ 可知，$A_{\mathrm{Uo}}=-10/10=-1$，即本电路通带放大倍数为-1，对应的增益就是 0。

根据 I 型一阶带通有源滤波电路的通带下限截止频率公式 $f_{\mathrm{L}}=1/2\pi R_{\mathrm{F}}C_{\mathrm{F}}$ 可知，通带下限截止频率 $f_{\mathrm{L}}=1/2\times3.14\times10\times10^3\times10^{-6}=15.9\mathrm{Hz}$。根据 I 型一阶带通有源滤波电路的通带上限截止频率公式 $f_{\mathrm{H}}=1/2\pi R_1C_1$ 可知，通带上限截止频率 $f_{\mathrm{H}}=1/2\times3.14\times10\times10^3\times100\times10^{-9}=159.1\mathrm{Hz}$。与上面的实测值对比，可知实测值与理论值相差不大。

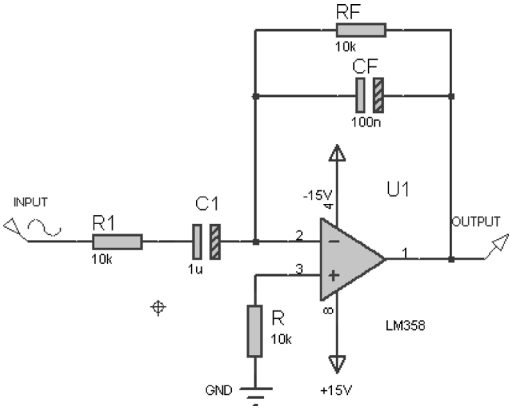


图 5-35 一阶带通有源滤波电路

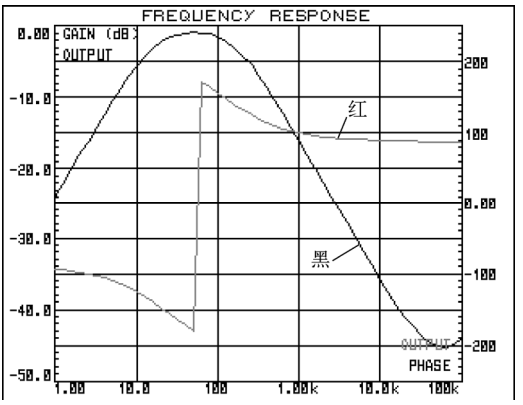


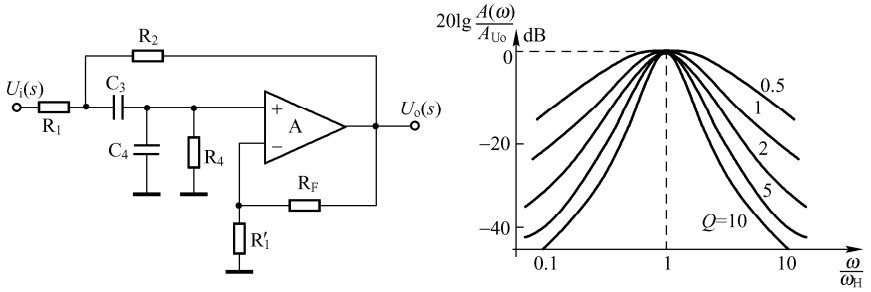
图 5-36 一阶带通有源滤波电路频率特性图

5.4.2 二阶有源带通滤波电路

1. Ⅳ型二阶有源带通滤波电路

如图 5-37（a）所示电路属于Ⅳ型结构滤波电路。电路中各个导纳性质为

$$Y_1=\frac{1}{R_1},\quad Y_2=\frac{1}{R_2},\quad Y_3=sC_3,\quad Y_4=\frac{1}{R_4}+sC_4$$



（a）电路　　（b）幅频波特图

图 5-37 Ⅳ型二阶有源带通滤波电路

该滤波电路的传递函数为

$$A_U(s)=\frac{Y_1Y_3A_{UF}}{Y_4(Y_1+Y_2+Y_3)+Y_3[Y_1+Y_2(1-A_{UF})]}=$$

$$\frac{s\dfrac{1}{R_1C_4}A_{UF}}{s^2+s\left[\dfrac{1}{R_4C_4}+\dfrac{1}{R_1C_3}+\dfrac{1}{R_2C_3}+\dfrac{1}{R_1C_4}+\dfrac{1}{R_2C_4}(1-A_{UF})\right]+\dfrac{1}{R_1R_4C_3C_4}+\dfrac{1}{R_2R_4C_3C_4}}\qquad(5\text{-}45)$$

令

$$\omega_0^2=\frac{1}{R_1R_4C_3C_4}+\frac{1}{R_2R_4C_3C_4} \tag{5-46}$$

$$\omega_0=\sqrt{\frac{1}{R_1R_4C_3C_4}+\frac{1}{R_2R_4C_3C_4}} \tag{5-47}$$

在带通滤波电路中，ω_0 称为通带中心角频率或谐振角频率。上式写为二阶带通滤波电路的通式

$$A_{\mathrm{U}}(s)=\frac{s\xi\omega_0A_{\mathrm{Uo}}}{s^2+\omega_0\xi s+\omega_0^2} \tag{5-48}$$

把通式与前式对照，阻尼系数

$$\xi=\frac{1}{Q}=\frac{1}{\sqrt{\dfrac{1}{R_1R_4C_3C_4}+\dfrac{1}{R_2R_4C_3C_4}}}\left[\frac{1}{R_4C_4}+\frac{1}{R_1C_3}+\frac{1}{R_2C_3}+\frac{1}{R_1C_4}+\frac{1}{R_2C_4}(1-A_{\mathrm{UF}})\right] \tag{5-49}$$

式中，A_{Uo} 不是 A_{UF}，A_{Uo} 是中心角频率 ω_0 时的电压放大倍数。

$$A_{\mathrm{Uo}}=\frac{A_{\mathrm{UF}}}{R_1C_1}\frac{1}{\xi\omega_0}$$

$$A_{\mathrm{UF}}=1+\frac{R_{\mathrm{F}}}{R_1'}$$

该带通电路的频率特性为

$$A_{\mathrm{U}}(\mathrm{j}\omega)=\frac{A_{\mathrm{Uo}}}{1+\mathrm{j}\dfrac{1}{\xi}\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}-\dfrac{\omega_0}{\omega}\right)}=\frac{A_{\mathrm{Uo}}}{1+\mathrm{j}Q\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}-\dfrac{\omega_0}{\omega}\right)} \tag{5-50}$$

幅频特性为

$$A_{\mathrm{U}}(\omega)=\frac{A_{\mathrm{Uo}}}{\sqrt{1+Q^2\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}-\dfrac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \tag{5-51}$$

从幅频特性可以看出，$\omega=\omega_0$ 时，$A_{\mathrm{U}}(\omega)=A_{\mathrm{Uo}}$，滤波电路电压放大倍数最大。这就是带通滤波电路的通带电压放大倍数。若 $A_{\mathrm{U}}(\omega)$分母为$\sqrt{2}$，可求出滤波电路的两个截止角频率 ω_{L} 及 ω_{H}，从而导出带通滤波电路的通带宽度 $\mathrm{BW}=\omega_{\mathrm{H}}-\omega_{\mathrm{L}}=\dfrac{\omega_0}{Q}$。

如图 5-37（b）所示为Ⅳ型二阶有源带通滤波电路的幅频波特图。以 Q 为参变量，Q 值越高，通带越窄。

若使图 5-37（a）电路中的 R_1、R_2、R_4 取值相等：$R_1=R_2=R_4=R$；C_3、C_4 也取值相等：$C_3=C_4=C$。这样传递函数变为

$$A_{\mathrm{U}}(s)=\frac{s\frac{1}{RC}A_{\mathrm{Uo}}}{s^2+s\frac{(5-A_{\mathrm{Uo}})}{RC}+\frac{2}{(RC)^2}} \tag{5-52}$$

$$\omega_0^2=\frac{2}{(RC)^2},\quad \omega_0=\frac{\sqrt{2}}{RC} \tag{5-53}$$

$$\xi=\frac{1}{\sqrt{2}}(5-A_{\mathrm{UF}}) \tag{5-54}$$

$$Q=\frac{\sqrt{2}}{5-A_{\mathrm{UF}}} \tag{5-55}$$

$$A_{\mathrm{Uo}}=\frac{A_{\mathrm{UF}}}{5-A_{\mathrm{UF}}} \tag{5-56}$$

与其他Ⅳ型滤波电路相同，由于 Y_2 的正反馈作用，应注意防止自激振荡。为使电路工作稳定，对该滤波电路而言，ξ 应取正值，即 $\frac{1}{\sqrt{2}}(5-A_{\mathrm{UF}})>0$，或应使 $A_{\mathrm{UF}}>5$。

2．II 型二阶有源带通滤波电路

如图 5-38 所示电路属于 II 型结构滤波电路。电路中各个导纳性质为

$$Y_1=\frac{1}{R_1},\quad Y_2=\frac{1}{R_2},\quad Y_3=sC_3,\quad Y_4=sC_4,\quad Y_5=\frac{1}{R_5}$$

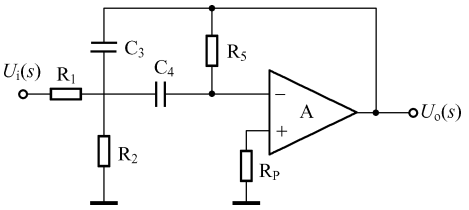


图 5-38 II 型二阶有源带通滤波电路

将 Y 值代入式（5-5），可得滤波电路的传递函数

$$\begin{aligned}A_{\mathrm{U}}(s)&=-\frac{Y_1Y_3}{Y_5(Y_1+Y_2+Y_3+Y_4)+Y_3Y_4}\\&=\frac{-s\frac{1}{R_1}C_3}{\frac{1}{R_5}\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+sC_3+sC_4\right)+s^2C_3C_4}\\&=\frac{-s\frac{1}{R_1C_4}}{s^2+s\frac{1}{C_3C_4R_5}(C_3+C_4)+\frac{1}{C_3C_4R_5}\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)}\end{aligned} \tag{5-57}$$

令

$$\omega_0{}^2=\frac{1}{C_3C_4R_5}\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right),\quad \omega_0=\sqrt{\frac{1}{C_3C_4R_5}\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)} \tag{5-58}$$

ω_0 是带通滤波电路中心角频率或谐振角频率。把上面传递函数写为二阶带通滤波电路的通式

$$A_{\mathrm{Uo}}=\frac{1}{R_1C_4}\frac{1}{\xi\omega_0} \tag{5-59}$$

$$\xi=\frac{1}{\omega_0}\frac{1}{C_3C_4R_5}(C_3+C_4) \tag{5-60}$$

$$A_{\mathrm{U}}(s)=\frac{s\xi\omega_0A_{\mathrm{Uo}}}{s^2+s\xi\omega_0+\omega_0^2} \tag{5-61}$$

II 型有源带通滤波电路既然可以写为通式，那么它的频率特性、幅频特性、幅频波特图都与 IV 型二阶带通滤波电路相同。只不过滤波电路各参数如 A_{Uo}、阻尼系数 ξ（或等效品质因数 Q）、ω_0 与各元件的关系式不同，应用时要注意区别。

3．二阶有源带通滤波电路实例

1）Ⅳ型二阶有源带通滤波电路

【例 5.11】 采用 LM358 集成运算放大器的Ⅳ型二阶有源带通滤波电路如图 5-39 所示。图中，电源电压为±15V，电阻 R_1=R_2=R_4=R_F= R_1'=10kΩ，C_3=C_4=1μF。从 INPUT 处输入信号，从 OUTPUT 处输出信号。

从 INPUT 处输入交流电压信号，如所加信号为幅度 10mV、频率 1kHz 的交流信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的频率特性图，如图 5-40 所示。图中的黑线是对数幅频特性曲线。由图可见，对数幅频特性曲线幅值是中间高两头低，呈马鞍形，最大值处增益小于 0dB，大约是-3～-4dB。可测得通带中心频率 f_0 大约为 22Hz。

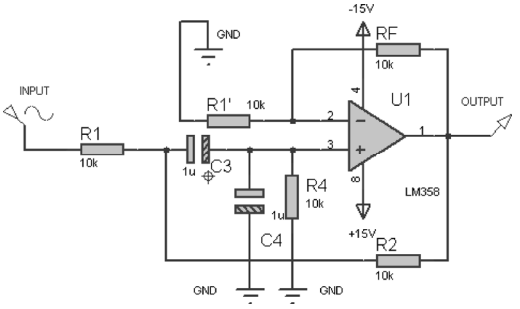


图 5-39　Ⅳ型二阶有源带通滤波电路

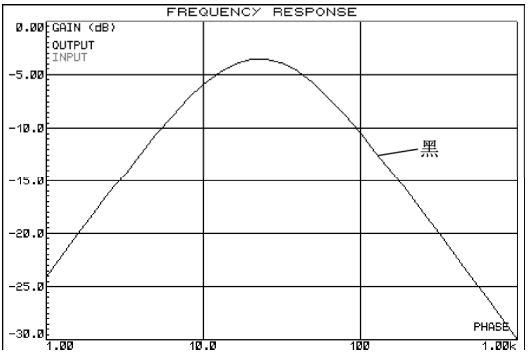


图 5-40　Ⅳ型二阶有源带通滤波电路频率特性图

因为本电路中电阻 R_1=R_2=R_4=R，电容 C_3=C_4=C，这样通带中心角频率就可用式（5-53）计算，即 $\omega_0=\dfrac{\sqrt{2}}{RC}$，或 $f_0=\dfrac{\sqrt{2}}{2\pi RC}$，由此可以算出

$$f_0=\frac{\sqrt{2}}{2\pi RC}=\frac{\sqrt{2}}{2\times3.14\times10\times10^3\times1\times10^{-6}}\approx22.5\text{Hz}。$$

同理，可用式（5-54）、式（5-55）、式（5-56）分别计算ξ、Q、A_{Uo}。即

$$A_{UF}=1+\frac{R_F}{R_1'}=1+\frac{10}{10}=2$$

$$A_{Uo}=\frac{A_{UF}}{5-A_{UF}}=\frac{2}{5-2}=\frac{2}{3}\approx0.67$$

$$\xi=\frac{1}{\sqrt{2}}(5-A_{UF})=\frac{1}{\sqrt{2}}(5-2)=\frac{3}{\sqrt{2}}\approx2.12$$

$$Q=\frac{\sqrt{2}}{5-A_{UF}}=\frac{\sqrt{2}}{5-2}=\frac{\sqrt{2}}{3}\approx0.47$$

通带中心频率处的放大倍数为 0.67，对应增益为-3～-4dB。可知在本例中，实测参数值与理论计算值相差不大。因为A_{UF}<5，可知本电路工作是稳定的。

2）II 型二阶有源带通滤波电路

【例 5.12】 采用 LM358 集成运算放大器的 II 型二阶带通有源滤波电路如图 5-41 所示。图中，电源电压为±15V，电阻 R_1=R_2=R_5=R_P=10kΩ，C_3=C_4=10nF。从 INPUT 处输入信号，从 OUTPUT 处输出信号。

从 INPUT 处输入交流电压信号，如所加信号为幅度 10mV、频率 1kHz 的交流信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的频率特性图，如图 5-42 所示。图中的黑线是对数幅频特性曲线，红线是相频特性曲线。由图可见，对数幅频特性曲线幅值是中间高两头低，呈马鞍形，最大值处增益小于 0dB，大约是-5～-7dB。可测得通带中心频率 f_0 大约为 3.2kHz。

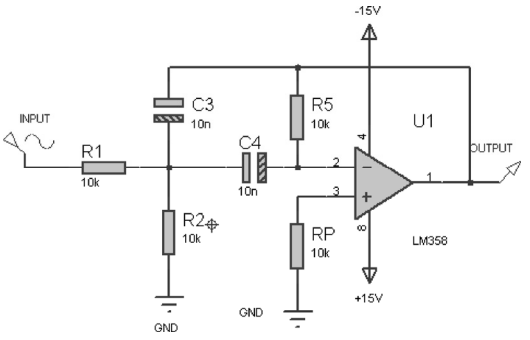


图 5-41 II 型二阶有源带通滤波电路

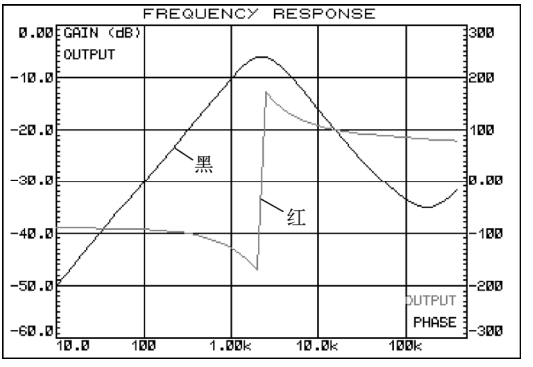


图 5-42 II 型二阶有源带通滤波电路频率特性图

电路中通带中心角频率可用式（5-58）计算，即$\omega_0=\sqrt{\frac{1}{C_3C_4R_5}\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)}$或$f_0=\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{C_3C_4R_5}\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)}$，由此可以算出

$$f_0=\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{C_3C_4R_5}\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)}=\frac{1}{2\times3.14}\sqrt{\frac{1}{10\times10^{-9}\times10\times10^{-9}\times10\times10^{3}}\left(\frac{1}{10\times10^{3}}+\frac{1}{10\times10^{3}}\right)}\approx$$

3.184kHz

根据式（5-59）和式（5-60）可计算出 ξ、A_{Uo}。即

$$\xi=\frac{1}{\omega_0}\frac{1}{C_3C_4R_5}(C_3+C_4)=\frac{1}{20005}\times\frac{1}{10\times10^{-9}\times10\times10^{-9}\times10\times10^{3}}(10\times10^{-9}+10\times10^{-9})\approx1$$

$$A_{Uo}=\frac{1}{R_1C_4}\frac{1}{\xi\omega_0}=\frac{1}{R_1C_4}\frac{1}{\frac{1}{C_3C_4R_5}(C_3+C_4)}=\frac{C_3R_5}{R_1(C_3+C_4)}=\frac{10\times10^{-9}}{10\times10^{-9}+10\times10^{-9}}=0.5$$

通带中心频率处的放大倍数为 0.5，对应增益为-6dB。在本例中，通带中心频率 f_0 实测值与理论计算值相差不大。

5.5　有源带阻滤波电路

带阻滤波电路的功能与带通滤波电路相反，是用来抑制或衰减某一频段内的信号，而让此频段以外的信号通过。这种滤波电路也称为陷波器。带阻滤波电路的理想特性如图 5-2（d）中的虚线所示，在阻带内的电压放大倍数为零或很小。阻带滤波电路的中心频率 ω_0 和阻带带宽 BW 之间的关系为

$$Q=\frac{\omega_0}{\mathrm{BW}}=\frac{\omega_0}{\omega_2-\omega_1}$$

式中，ω_2 为带阻滤波电路的上限角频率，ω_1 为带阻滤波电路的下限角频率，$\omega_2>\omega_1$。带宽 BW 越窄，品质因素 Q 越高。单个集成运算放大器构成的带阻滤波电路通常采用 III 型结构，这种结构的滤波电路的滤波特性取决于无源 RC 滤波网络的传递函数。另一类带阻滤波电路的构成思路是用带通滤波电路的输出电压与原始输入电压相加或相减来实现。这种带阻滤波电路原理方框图如图 5-43 所示，它由两个集成运算放大器构成。

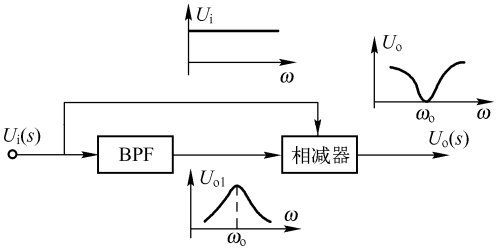


图 5-43　带阻滤波电路原理方框图

5.5.1 Ⅲ型有源带阻滤波电路

如图 5-44 所示电路为Ⅲ型有源带阻滤波电路，它由无源双 T 选频网络与同相比例压控电压源构成。

它的传递函数为

$$A_U(s)=A_{UF}A_{UN}(s)$$

$A_{UF}=1+\dfrac{R_F}{R_1'}$ 与频率无关，它的传递函数取决于无源双 T 选频网络的传递函数 $A_{UN}(s)$。为了求取双 T 选频网络的传递函数，利用△-Y电路互相转换方式把它变为Π型等效电路，如图 5-45 所示，其中

$$Z_1=\frac{2R(1+sRC)}{1+(sRC)^2},\quad Z_2=Z_3=\frac{1}{2}\left(R+\frac{1}{sC}\right)$$

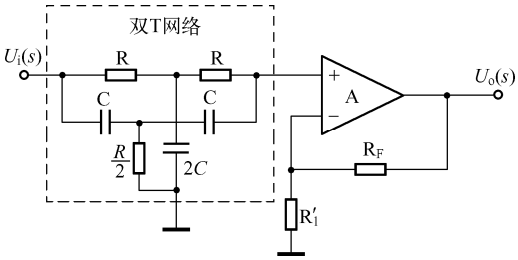


图 5-44 Ⅲ型有源带阻滤波电路

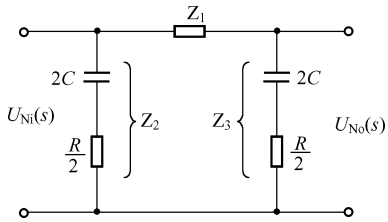


图 5-45 Π 型等效电路

双 T 网络的传递函数 $A_{UN}(s)$为

$$A_{UN}(s)=\frac{Z_3}{Z_1+Z_3}=\frac{\frac{1}{2}\left(R+\frac{1}{sR}\right)}{\frac{2R(1+sRC)}{1+(sRC)^2}+\frac{1}{2}\left(R+\frac{1}{sC}\right)}=\frac{1+(sRC)^2}{[1+(sRC)^2]+4sRC} \tag{5-62}$$

令 $\omega_0=\dfrac{1}{RC}$，则

$$A_{UN}(s)=\frac{1+\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}{\left[1+\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2\right]+4\frac{s}{\omega_0}} \tag{5-63}$$

频率特性为

$$A_{UN}(\mathrm{j}\omega)=\frac{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{\left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]+\mathrm{j}4\frac{\omega}{\omega_0}} \tag{5-64}$$

幅频特性为

$$A_{UN}(\omega)=\frac{\left|1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right|}{\sqrt{\left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2+\left(4\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} \tag{5-65}$$

相频特性为

$$\varphi(\omega)=\begin{cases}-\arctan\dfrac{4\dfrac{\omega}{\omega_0}}{1-\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2}, & \text{当}\dfrac{\omega}{\omega_0}<1\text{时}\\ \pi-\arctan\dfrac{4\dfrac{\omega}{\omega_0}}{1-\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2}, & \text{当}\dfrac{\omega}{\omega_0}>1\text{时}\end{cases} \tag{5-66}$$

根据幅频特性可画出双 T 网络的幅频波特图，即该滤波电路的幅频波特图。当 $\omega=\omega_0$ 时，幅频特性分子为零，$A_{UN}(\omega)=0$。$\omega>\omega_0$，$\omega<\omega_0$，$A_{UN}(\omega)$都比零大，频率离 ω_0 越远，$A_{UN}(\omega)$值越大。这体现了该电路的带阻特性。带阻滤波电路的幅频波特图如图 5-46 所示。

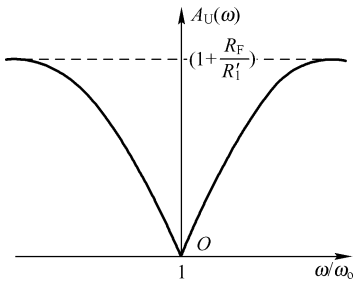


图 5-46　III型有源带阻滤波电路的幅频波特图

以下是一个III型有源带阻滤波电路的例子。

【例 5.13】 采用 μA741 集成运算放大器的III型有源带阻滤波电路如图 5-47 所示。图中，电源电压为±15V，电阻 R_1=10kΩ，R_F=5kΩ，R_3=R_4=159Ω，R_5=80Ω，C_3=C_1=0.1μF，C_2=0.2μF。从 INPUT 处输入信号，从 OUTPUT 处输出信号。

根据带阻有源滤波电路的通带放大倍数公式 $A_{UF}=1+\frac{R_F}{R_1'}$ 可知，本电路通带放大倍数为 $A_{UF}=1+\frac{R_F}{R_1'}=1+\frac{5}{10}=1.5$；根据带阻滤波电路的中心频率公式 $\omega_0=\frac{1}{RC}$ 或 $f_0=\frac{1}{2\pi RC}$ 可知，中心频率 $f_0=\frac{1}{2\times3.14\times159\times0.1\times10^{-6}}\approx10\text{kHz}$。

从 INPUT 处输入交流电压信号，如所加信号为幅度 10mV、频率 1kHz 的交流信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的频率特性图，如图 5-48 所示。图中的黑线是对数幅频特性曲线，红线是相频特性曲线。由图可见，对数幅频特性曲线幅值呈两头高中间低的形态，是典型的“带阻”滤波电路特征。最大增益为 3.52dB，3.52dB 就是放大 1.5 倍，阻带的中心频率在 f_0 处，$f_0\approx10\text{kHz}$。

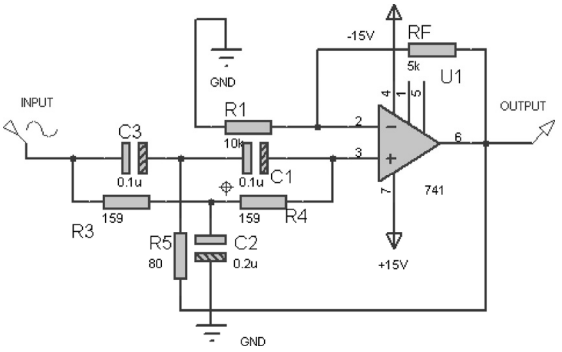


图 5-47 III型有源带阻滤波电路

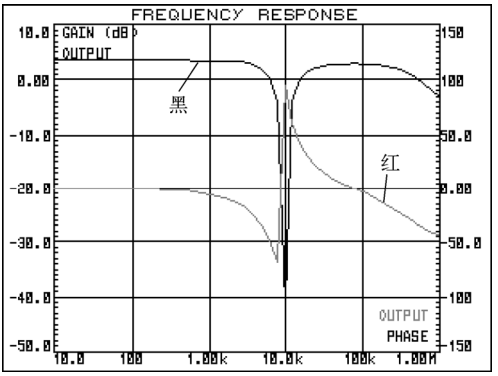


图 5-48 III型有源带阻滤波电路频率特性图

可见，有源带阻滤波电路的通带放大倍数和带阻中心频率 f_0 理论计算值与实测值都是很接近的。

5.5.2 II 型二阶带通与加法器构成带阻滤波电路

该带阻滤波电路根据图 5-43 的原理方框图所组成，由于 II 型滤波结构 $A_U(s)$已为负值，故用加法器就可实现相减，此滤波电路的输出电压为加法器的输出电压。II 型二阶带通滤波电路与加法器构成带阻滤波电路如图 5-49 所示。

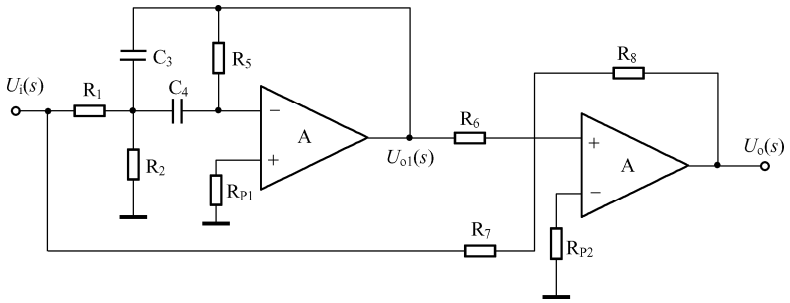


图 5-49 II 型二阶带通滤波电路与加法器构成带阻滤波电路

$$U_i(s)=-\left[\frac{R_8}{R_7}U_i(s)+\frac{R_8}{R_6}U_{o1}(s)\right] \tag{5-67}$$

取 $R_6=R_8$， $R_8=A_{Uo}R_7$

$$U_i(s)=-[\,A_{Uo}\;U_i(s)+U_{o1}(s)\,] \tag{5-68}$$

式（5-61）已推出

$$U_{o1}(s)=\frac{-s\xi\omega_0\,|\,A_{Uo}\,|}{s^2+s\xi\omega_0+\omega^2{}_0}\,U_i(s)$$

故

$$U_o(s)=-\left[A_{Uo}-\frac{s\xi\omega_0 A_{Uo}}{s^2+s\xi\omega_0+\omega_0^2}\right]U_i(s)$$

$$A_{\mathrm{U}}(s)=\frac{U_{\mathrm{o}}(s)}{U_{\mathrm{i}}(s)}=-|A_{\mathrm{Uo}}|\left(\frac{s^2+\omega_0^2}{s^2+s\xi\omega_0+\omega_0^2}\right) \tag{5-69}$$

从上式可变成另一形式

$$A_{\mathrm{U}}(s)=-|A_{\mathrm{Uo}}|\left(\frac{1+\left(\dfrac{s}{\omega_0}\right)^2}{\left(\dfrac{s}{\omega_0}\right)^2+1+\xi\dfrac{s}{\omega_0}}\right) \tag{5-70}$$

式中，ξ,ω_0 如前面 II 型带通滤波电路所推出的公式计算。

频率特性为

$$A_{\mathrm{U}}(\mathrm{j}\omega)=-|A_{\mathrm{Uo}}|\frac{1+\left(\dfrac{\mathrm{j}\omega}{\omega_0}\right)^2}{\left[1-\left(\dfrac{\mathrm{j}\omega}{\omega_0}\right)^2\right]+\mathrm{j}\xi\dfrac{\omega}{\omega_0}} \tag{5-71}$$

幅频特性为

$$A_{\mathrm{U}}(\omega)=|A_{\mathrm{Uo}}|\frac{\left|1-\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right|}{\sqrt{\left[1-\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2+\left(\xi\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} \tag{5-72}$$

当 $\omega=\omega_0$ 时，$A_{\mathrm{U}}(\omega)=0$；$\omega\gg\omega_0$ 和 $\omega\ll\omega_0$ 时，$A_{\mathrm{U}}(\omega)=A_{\mathrm{Uo}}$。公式形式与式（5-65）相同，只有个别系数不同。说明阻带宽度有所不同。

以下是一个 II 型二阶带通滤波电路与加法器构成带阻滤波电路的例子。

【例 5.14】 采用两个 μA741 集成运算放大器的 II 型二阶带通滤波电路与加法器构成带阻滤波电路如图 5-50 所示。图中，电源电压为±15V，电阻 $R_1=R_2=R_5=R_6=R_7=R_8=10\mathrm{k}\Omega$，$R_{\mathrm{P1}}=R_{\mathrm{P2}}=10\mathrm{k}\Omega$，$C_3=C_4=0.1\mu\mathrm{F}$。从 INPUT 处输入信号，从 OUTPUT 处输出信号。

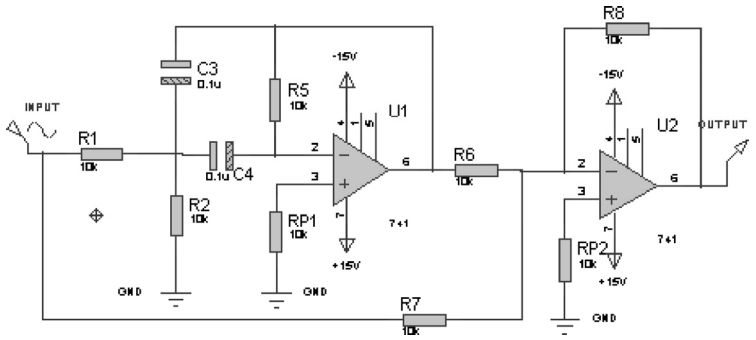


图 5-50　II 型二阶带通滤波电路与加法器构成带阻滤波电路

因为 $R_8=A_{\mathrm{Uo}}R_7$，且 $R_8=R_7$，故带阻滤波电路的通带放大倍数 $A_{\mathrm{Uo}}=1$；根据带阻滤波电

路的中心频率公式 $\omega_0=\sqrt{\dfrac{1}{C_3C_4R_5}\left(\dfrac{1}{R_1}+\dfrac{1}{R_2}\right)}$ 或 $f_0=\dfrac{1}{2\pi}\sqrt{\dfrac{1}{C_3C_4R_5}\left(\dfrac{1}{R_1}+\dfrac{1}{R_2}\right)}$ 可知，中心频率 $f_0=\dfrac{1}{2\times3.14}\sqrt{\dfrac{1}{0.1\times10^{-6}\times0.1\times10^{-6}\times10\times10^3}\left(\dfrac{1}{10\times10^3}+\dfrac{1}{10\times10^3}\right)}\approx225\text{Hz}$。

从 INPUT 处输入交流电压信号，如所加信号为幅度 10mV、频率 1kHz 的交流信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的频率特性图，如图 5-51 所示。图中的黑线是对数幅频特性曲线。从图可见，对数幅频特性曲线幅值呈两头高中间低的形态，是典型的“带阻”滤波电路特征。最大增益为 0dB，0dB 就是放大 1 倍；阻带的中心频率在 f_0 处，f_0 约为 220Hz。

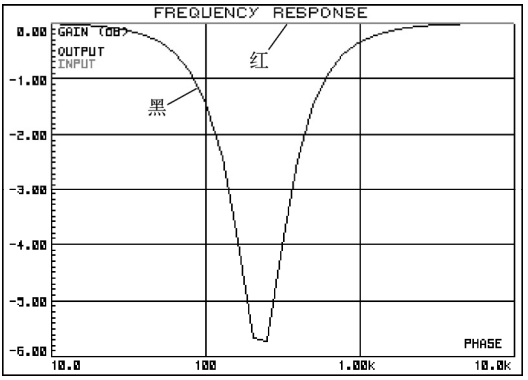


图 5-51 II 型二阶带通滤波电路与加法器构成带阻滤波电路频率特性图

可见，带阻有源滤波电路的通带放大倍数和带阻中心频率 f_0 理论计算值与实测值都是很接近的。

5.6 全通滤波电路

全通滤波电路的特点是它不存在阻带，0～∞范围内都是通带。但不同的频率，对相位的延迟却不相同。

如图 5-52 所示为两个一阶全通滤波电路。如图 5-52（a）所示电路的传递函数为

$$A_U(s)=\frac{U_o(s)}{U_i(s)}=-\frac{R}{R}+\left(1+\frac{R}{R}\right)\frac{sRC}{1+sRC}=\frac{2sRC}{1+sRC}-1 \qquad (5\text{-}73)$$

频率特性为

$$A_U(j\omega)=\frac{2j\omega RC}{1+j\omega RC}-1=-\frac{1-j\omega RC}{1+j\omega RC} \qquad (5\text{-}74)$$

幅频特性为

$$A_U(\omega)=1 \qquad (5\text{-}75)$$

相频特性为

$$\varphi(\omega)=180°-2\arctan\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \tag{5-76}$$

或

$$\varphi(f)=180°-2\arctan\left(\frac{f}{f_0}\right) \tag{5-77}$$

式（5-75）的幅频特性表明，信号频率从零到无穷大，输出电压的数值与输入电压相等。式（5-77）的相频特性表明，当 $f=f_0$ 时，$\varphi=90°$；f 趋于零时，φ 趋于 180°；f 趋于无穷大时，φ 趋于 0°。相频特性如图 5-53 中的实线所示。

用上述方法可以得出如图 5-52（b）所示的电路相频特性，如图 5-53 中的虚线所示。

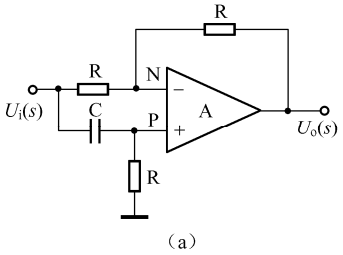


图 5-52　一阶全通滤波电路

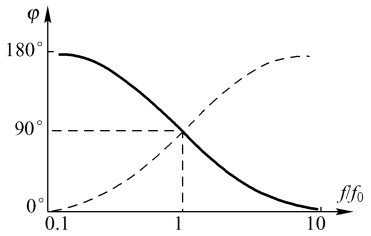
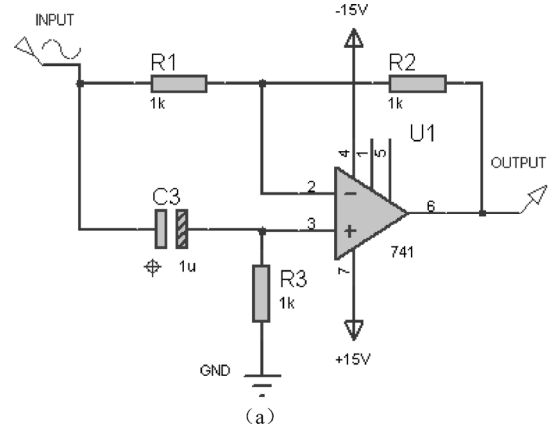


图 5-53　一阶全通滤波电路的相频特性

以下是一个一阶全通滤波电路的例子。

【例 5.15】 采用 μA741 集成运算放大器的两种一阶全通滤波电路如图 5-54 所示。图 5-54（a）为电路 1，图 5-54（b）为电路 2。图中，电源电压均为±15V，电阻 $R_1=R_2=R_3=1\text{k}\Omega$，$C_3=1\mu\text{F}$。从 INPUT 处输入信号，从 OUTPUT 处输出信号。根据全通滤波电路截止频率公式 $\omega_0=\dfrac{1}{RC}$ 或 $f_0=\dfrac{1}{2\pi RC}$ 可知，截止频率 $f_0=\dfrac{1}{2\times3.14\times1\times10^{3}\times1\times10^{-6}}\approx159\text{Hz}$。



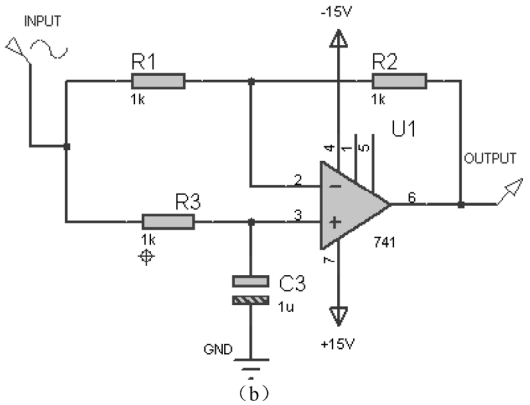
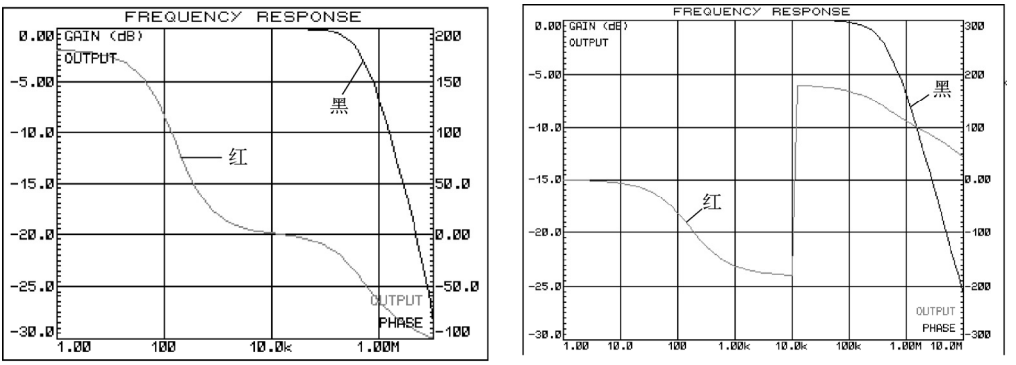


图 5-54　一阶全通滤波电路

从 INPUT 处输入交流电压信号，如所加信号为幅度 1V、频率 100Hz 的交流信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的频率特性图，如图 5-55 所示。图 5-55（a）为电路 1 的频率特性曲线，图 5-55（b）为电路 2 的频率特性曲线。两个图中的黑线都是对数幅频特性曲线，红线都是相频特性曲线。由图可见，对数幅频特性曲线在从低频开始的相当长范围内是直线（不能达到 0～∞都是直线），是典型的“全通”滤波电路特征。最大增益为 0dB，表明放大倍数为 1，即没有放大。

从图 5-55（a）的电路 1 相频特性曲线可以看出，当 $f=f_0$ 时，φ=90°；f 趋于零时，φ趋于 180°；f趋于无穷大时，φ趋于 0°。

从图 5-55（b）的电路 2 相频特性曲线可以看出，当 $f=f_0$ 时，φ=90°；f 趋于零时，φ趋于 0°；f趋于无穷大时，φ趋于 180°。



（a） （b）

图 5-55 一阶全通滤波电路频率特性图

5.7 状态变量滤波电路和集成通用有源滤波电路

前面介绍的滤波器大都由一个运算放大器构成，一个滤波电路只具有四种滤波功能中的一种功能。状态变量滤波器是用状态变量法建立起来的滤波器，也称为多功能滤波器。它可以同时实现高通、低通、带通、带阻等四种滤波功能。它需要三个以上的放大器，通常用一片四运算放大器集成电路来实现。目前，B-B 公司生产的通用有源滤波器为构成状态变量滤波器提供了便利条件。

5.7.1 状态变量滤波电路

如图 5-56 所示电路为状态变量滤波电路，它由三个运算放大器组成。它由两个有源积分器构成状态变量滤波节，其中一个在前向通路中，另一个在反馈通路中。反馈通路有两条，一条是纯电阻反馈（R_{P1}，R_{F4}），另一条通过有源积分器反馈（A_3），这两条通路都属于负反馈。

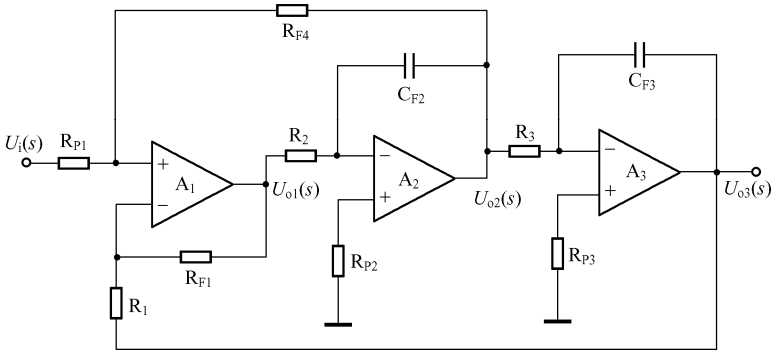


图 5-56　状态变量滤波电路

先分析U_{i}输入至 $\mathrm{A_1}$ 同相输入端，$\mathrm{A_2}$ 积分器输出$U_{\mathrm{o2}}(s)$时的传递函数。

$$A_{\mathrm{U2}}(s)=\frac{U_{\mathrm{o2}}(s)}{U_{\mathrm{i}}(s)}$$

$\mathrm{A_2}$ 为积分电路

$$U_{\mathrm{o2}}(s)=-\frac{1}{sR_2C_{\mathrm{F2}}}\,U_{\mathrm{o1}}(s) \tag{5-78}$$

$\mathrm{A_1}$ 为加减运算电路

$$\begin{aligned}U_{\mathrm{o1}}(s)&=-\frac{R_{\mathrm{F1}}}{R_1}\,U_{\mathrm{o3}}(s)+\frac{R_{\mathrm{P1}}/\!/R_{\mathrm{F4}}}{(R_1/\!/R_{\mathrm{F1}})}R_{\mathrm{F1}}\left[\frac{U_{\mathrm{i}}(s)}{R_{\mathrm{P1}}}+\frac{U_{\mathrm{o2}}(s)}{R_{\mathrm{P4}}}\right]\\&=-\frac{R_{\mathrm{F1}}}{R_1}\,U_{\mathrm{o3}}(s)+\frac{R_{\mathrm{F4}}}{R_{\mathrm{P1}}+R_{\mathrm{F4}}}\,\frac{R_{\mathrm{F1}}+R_1}{R_1}\,U_{\mathrm{i}}(s)+\frac{R_{\mathrm{P4}}}{R_{\mathrm{P1}}+R_{\mathrm{F4}}}\,\frac{R_{\mathrm{F1}}+R_1}{R_1}\,U_{\mathrm{o2}}(s)\end{aligned} \tag{5-79}$$

$\mathrm{A_3}$ 为积分电路

$$U_{\mathrm{o3}}(s)=-\frac{1}{sR_3C_{\mathrm{F3}}}\,U_{\mathrm{o2}}(s) \tag{5-80}$$

由式（5-78）可得

$$U_{\mathrm{o1}}(s)=-sR_2C_{\mathrm{F2}}\,U_{\mathrm{o2}}(s) \tag{5-81}$$

以上各式联立得

$$A_{\mathrm{U2}}(s)=\frac{U_{\mathrm{o2}}(s)}{U_{\mathrm{i}}(s)}=-\frac{\left(1+\dfrac{R_{\mathrm{F1}}}{R_1}\right)s}{R_2C_{\mathrm{F2}}\left(1+\dfrac{R_{\mathrm{P1}}}{R_{\mathrm{F4}}}\right)\left[s^2+\dfrac{\left(1+\dfrac{R_{\mathrm{F1}}}{R_1}\right)}{\left(1+\dfrac{R_{\mathrm{F4}}}{R_{\mathrm{P1}}}\right)R_2C_{\mathrm{F2}}}s+\dfrac{R_{\mathrm{F1}}}{R_1R_2R_3C_{\mathrm{F2}}C_{\mathrm{F3}}}\right]} \tag{5-82}$$

式（5-82）表明U_{o2}输出时能实现带通滤波。

中心角频率ω_0为

$$\omega_0=\sqrt{\frac{R_{F1}}{R_1R_2R_3C_{F2}C_{F3}}} \tag{5-83}$$

$$\xi=\frac{1+\dfrac{R_{F1}}{R_1}}{1+\dfrac{R_{F4}}{R_{P1}}}\sqrt{\frac{R_1R_3C_{F2}}{R_{F1}R_2C_{F2}}} \tag{5-84}$$

$$Q=\frac{1}{\xi}=\frac{1+\dfrac{R_{F4}}{R_{P1}}}{1+\dfrac{R_{F1}}{R_1}}\sqrt{\frac{R_{F1}R_2C_{F2}}{R_1R_3C_{F3}}} \tag{5-85}$$

$$A_{Uo2}=\frac{R_{F4}}{R_{P1}} \tag{5-86}$$

为了简化计算，一般取 $C_{F2}=C_{F3}=C_F$，$R_{F1}=R_1=R$，$R_2=R_3=R_0$，则

$$A_U=-\frac{2s}{R_0C_F\left(1+\dfrac{R_{P1}}{R_{F4}}\right)\left[s^2+\dfrac{2}{R_0C_F\left(1+\dfrac{R_{F4}}{R_{P1}}\right)+\dfrac{1}{R_0{}^2C_F^2}}\right]} \tag{5-87}$$

$$\omega_0=\frac{1}{R_0C_F} \tag{5-88}$$

$$Q=\frac{1}{2}\left(1+\frac{R_{F4}}{R_{P1}}\right) \tag{5-89}$$

用状态变量滤波电路，只要元件选择适当，可使品质因素 Q 和中心频率 f_0 无关；可使 f_0 和 Q 对元件参数改变很不灵敏；Q 值可以很高。

如图 5-56 所示，电路从 A_3 输出时，如式（5-80）所得，是 $U_{o2}(s)$ 的积分。

$$U_{o3}(s)=-\frac{1}{sR_3C_{F3}}U_{o2}(s)$$

$$\frac{U_{o3}(s)}{U_{o2}(s)}=-\frac{1}{sR_3C_{F3}}$$

$$A_{U3}(s)=\frac{U_{o3}(s)}{U_i(s)}=\frac{U_{o3}(s)}{U_{o2}(s)}\frac{U_{o2}(s)}{U_i(s)}=\frac{U_{o3}(s)}{U_{o2}(s)}A_{U2}(s) \tag{5-90}$$

$$A_{U3}(s)=\frac{\left(1+\dfrac{R_{F1}}{R_1}\right)}{R_2R_3C_{F2}C_{F3}\left(1+\dfrac{R_{P1}}{R_{F4}}\right)\left[s^2+\dfrac{\left(1+\dfrac{R_{F1}}{R_1}\right)}{\left(1+\dfrac{R_{F4}}{R_{P1}}\right)R_2C_{F2}}s+\dfrac{R_{F1}}{R_1R_2R_3C_{F2}C_{F3}}\right]} \tag{5-91}$$

由式（5-91）可以看出，从 A_3 输出时，状态变量滤波电路可实现低通滤波。该低通滤波电路的上限截止角频率 ω_H 为

$$\omega_H = \frac{1}{R_1 R_2 R_3 C_{F2} C_{F3}} \tag{5-92}$$

品质因数

$$Q = \frac{1}{\xi} = \frac{1+\dfrac{R_{F4}}{R_{P1}}}{1+\dfrac{R_{F1}}{R_1}} \sqrt{\frac{R_{F1} R_2 C_{F2}}{R_1 R_3 C_{F3}}} \tag{5-93}$$

通带内电压放大倍数

$$A_{Uo3} = \frac{(R_1 + R_{F1}) R_{F4}}{R_{P1} + R_{F4}} \tag{5-94}$$

式（5-91）可以写为

$$A_{U3}(s) = \frac{A_{Uo3}\omega_H^2}{s^2 + \xi\omega_n s + \omega_H^2} \tag{5-95}$$

符合低通滤波传递函数形式。

如图 5-56 所示，电路从 A_1 输出时，根据式（5-81）

$$U_{o1}(s) = -sR_2C_{F2}\ U_{o2}(s)$$

$$\frac{U_{o1}(s)}{U_{o2}(s)} = -sR_2C_{F2}$$

$$A_{U1}(s) = \frac{U_{o1}(s)}{U_i(s)} = \frac{U_{o1}(s)}{U_{o2}(s)}\ \frac{U_{o2}(s)}{U_i(s)} = \frac{U_{o1}(s)}{U_{o2}(s)}\ A_{U2}(s)$$

$$A_{U1}(s) = \frac{\left(1+\dfrac{R_{F1}}{R_1}\right)s^2}{\left(1+\dfrac{R_{P1}}{R_{F4}}\right)\left[s^2 + \dfrac{\left(1+\dfrac{R_{F1}}{R_1}\right)}{\left(1+\dfrac{R_{F4}}{R_{P1}}\right)R_2C_{F2}}s + \dfrac{R_{F1}}{R_1R_2R_3C_{F2}C_{F3}}\right]} \tag{5-96}$$

从式（5-96）可知，从 A_1 输出时，状态变量滤波电路可实现高通滤波。

从 A_1 输出时高通滤波电路的下限截止角频率 ω_L 为

$$\omega_L = \sqrt{\frac{R_{F1}}{R_1 R_2 R_3 C_{F2} C_{F3}}} \tag{5-97}$$

$$Q = \frac{1}{\xi} = \frac{1+\dfrac{R_{F4}}{R_{P1}}}{1+\dfrac{R_{F1}}{R_1}} \sqrt{\frac{R_{F1} R_2 C_{F2}}{R_1 R_3 C_{F3}}} \tag{5-98}$$

通带内电压放大倍数 A_{Uo1} 为

$$A_{\mathrm{Uo1}}=\frac{\left(1+\dfrac{R_{\mathrm{F1}}}{R_1}\right)}{\left(1+\dfrac{R_{\mathrm{P1}}}{R_{\mathrm{F4}}}\right)}=\frac{(R_1+R_{\mathrm{F1}})R_{\mathrm{F4}}}{(R_{\mathrm{P1}}+R_{\mathrm{F4}})R_1} \tag{5-99}$$

式（5-96）可以写为

$$A_{\mathrm{U1}}(s)=\frac{A_{\mathrm{Uo1}}s^2}{s^2+\xi\omega_{\mathrm{L}}s+\omega_{\mathrm{L}}^2} \tag{5-100}$$

符合高通滤波电路传递函数通式。

如图 5-57 所示电路是一个状态变量滤波器应用电路，它能同时实现四种特性的滤波。电路由四个集成运算放大器构成，A_1、A_2 具有反相求和功能，A_3、A_4 为积分电路。输入信号从 A_1 反相端输入，U_{o1}、U_{o2}、U_{o3}、U_{o4} 分别实现带阻（BEF）、高通（HPF）、带通（BPF）、低通（LPF）功能。

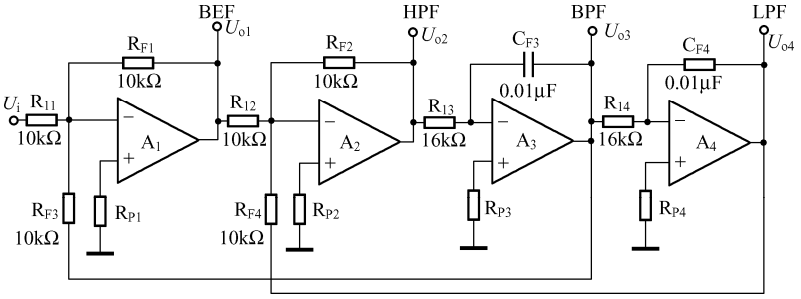


图 5-57　状态变量滤波器应用电路

集成运算放大器 A_1 和 A_2 为反相求和电路，其输出为

$$U_{\mathrm{o1}}=-R_{\mathrm{F1}}\left(\frac{U_{\mathrm{i}}}{R_{11}}+\frac{U_{\mathrm{o3}}}{R_{\mathrm{F3}}}\right) \tag{5-101}$$

$$U_{\mathrm{o2}}=-R_{\mathrm{F2}}\left(\frac{U_{\mathrm{o1}}}{R_{12}}+\frac{U_{\mathrm{o4}}}{R_{\mathrm{F4}}}\right) \tag{5-102}$$

A_3、A_4 为积分电路，则

$$U_{\mathrm{o3}}=-\frac{1}{sR_{13}C_{\mathrm{F3}}}U_{\mathrm{o2}} \tag{5-103}$$

$$U_{\mathrm{o4}}=-\frac{1}{sR_{14}C_{\mathrm{F4}}}U_{\mathrm{o3}} \tag{5-104}$$

$$U_{\mathrm{o4}}=-\frac{1}{sR_{14}C_{\mathrm{F4}}}\left(-\frac{1}{sR_{13}C_{\mathrm{F3}}}U_{\mathrm{o2}}\right)$$

$$=\left(\frac{1}{s^2R_{13}R_{14}C_{\mathrm{F3}}C_{\mathrm{F4}}}\right)\left(-\frac{R_{\mathrm{F2}}}{R_{12}}U_{\mathrm{o1}}-\frac{R_{\mathrm{F2}}}{R_{\mathrm{F4}}}U_{\mathrm{o4}}\right)$$

$$A_{o4}(s)=\frac{U_{o4}(s)}{U_i(s)}=\frac{R_{F1}R_{F2}}{R_{11}R_{12}R_{13}R_{14}C_{F3}C_{F4}\left(s^2+\dfrac{R_{F1}R_{F2}}{R_{12}R_{13}R_{F3}C_{F3}}s+\dfrac{R_{F2}}{R_{13}R_{14}R_{F4}C_{F3}C_{F4}}\right)} \tag{5-105}$$

$$\omega_n^2=\frac{R_{F2}}{R_{13}R_{14}R_{F4}C_{F3}C_{F4}} \tag{5-106}$$

$$\xi=\frac{R_{F1}\sqrt{R_{14}R_{F4}C_{F4}R_{F2}}}{R_{12}R_{F3}\sqrt{R_{13}C_{F3}}} \tag{5-107}$$

$$Q=\frac{1}{\xi}=\frac{R_{12}R_{F3}\sqrt{R_{13}C_{F3}}}{R_{F1}\sqrt{R_{14}R_{F4}C_{F4}C_{F2}}} \tag{5-108}$$

通带电压放大倍数 A_{Uo4}

$$A_{Uo4}=\frac{R_{F1}R_{F4}}{R_{11}R_{12}}$$

式（5-105）可写为

$$A_{o4}(s)=\frac{A_{Uo4}\omega_n^2}{s^2+\xi\omega_n s+\omega_n^2} \tag{5-109}$$

符合低通滤波电路传递函数通式，图 5-57 的状态变量滤波器应用电路从 A_4 输出端输出时可实现低通滤波（LPF）。

根据式（5-104）有 $U_{o3}=-sR_{14}C_{F4}\,U_{o4}$ 的关系，

$$A_{o3}(s)=\frac{U_{o3}(s)}{U_i(s)}=\frac{U_{o3}(s)}{U_{o4}(s)}\,\frac{U_{o4}(s)}{U_i(s)}=-sR_{14}C_{F4}\,U_{o4}\;A_{o4}(s)=\frac{-sR_{14}C_{F4}A_{Uo4}\omega_n^2}{s^2+\xi\omega_n s+\omega_n^2}$$

可变换为

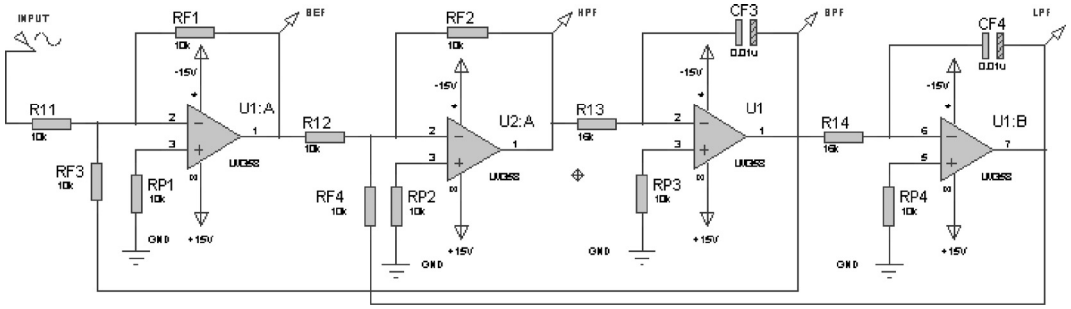
$$A_{o3}(s)=\frac{A_{Uo3}\xi\omega_n s}{s^2+\xi\omega_n s+\omega_n^2}$$

从 A_3 输出端输出时可实现带通滤波（BPF）。

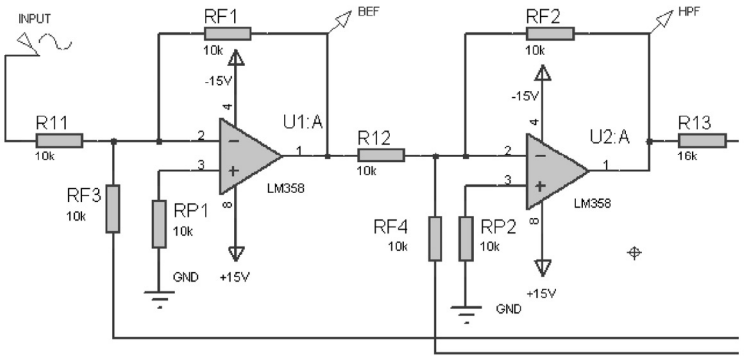
经推导 A_1 输出可实现带阻滤波，A_2 输出可实现高通滤波。如图 5-57 所示电路充分体现了状态变量滤波器的特点。它能同时实现四种特性的滤波。该实用电路的 A_1、A_2 有关电阻：R_{11}、R_{F1}、R_{12}、R_{F2}、R_{F3}、R_{F4} 的阻值都是 10kΩ，A_3、A_4 积分电阻 $R_{13}=R_{14}=R_F=16\text{k}\Omega$，积分电容 $C_{F3}=C_{F4}=C_F$ =0.01μF。其特性频率 $\omega_n=\sqrt{\dfrac{R_{F2}}{R_{13}R_{14}R_{F4}C_{F3}C_{F4}}}=\dfrac{1}{R_FC_F}$，$f_n=\dfrac{1}{2\pi R_FC_F}$。电路特性频率由 R_F、C_F 确定，电路的 Q 值由 $\dfrac{R_{F3}}{R_{F1}}$ 确定，电压放大倍数由 $\dfrac{R_{F1}}{R_{11}}$ 确定。所有元件均按图 5-57 所示给出数值时，Q 值为 1，对于 BPF、HPF、LPF 输出为 0dB；BEF 输出为零。A_3、A_4 应选高频性能较好的集成运算放大器。

以下是一个状态变量滤波器应用电路的例子。

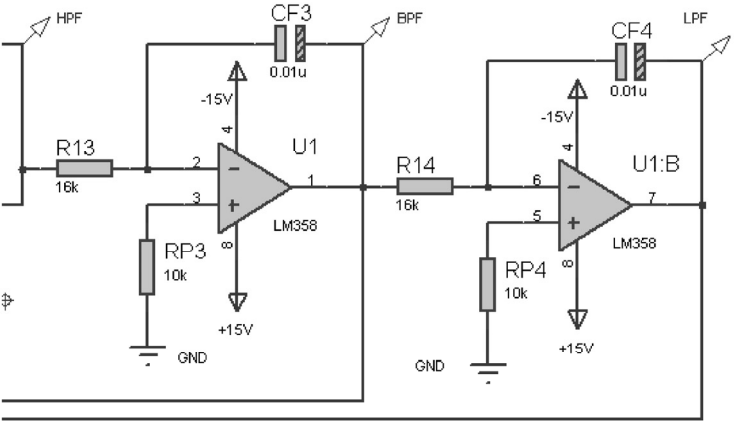
【例 5.16】 采用四个 LM358 集成运算放大器构成的状态变量滤波器应用电路如图 5-58 所示。图中，电源电压为±15V，电阻 R_{11}=R_{F1}=R_{12}=R_{F2}=R_{F3}=R_{F4}=10kΩ，R_{13}=R_{14}=16kΩ，C_{F3}=C_{F4}=C_F=0.01μF。从 INPUT 处输入信号，从 BEF、HPF、BPF、LPF 处输出信号。



（a）全图



（b）前半部分图



（c）后半部分图

图 5-58　状态变量滤波器应用电路

根据状态变量滤波电路的通带放大倍数公式 $A_{UF}=\dfrac{R_{F1}}{R_{11}}$ 可知，本电路通带放大倍数为 $A_{UF}=\dfrac{R_{F1}}{R_{11}}=\dfrac{10}{10}=1$；根据电路的特征频率公式 $\omega_n=\sqrt{\dfrac{R_{F2}}{R_{13}R_{14}R_{F4}C_{F3}C_{F4}}}=\dfrac{1}{R_FC_F}$，$f_n=\dfrac{1}{2\pi R_FC_F}$ 可

知，$f_n=\dfrac{1}{2\times3.14\times16\times10^{3}\times0.01\times10^{-6}}\approx0.992\text{kHz}$。

从 INPUT 处输入交流电压信号，如所加信号为幅度 10mV、频率 1kHz 的交流信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的频率特性图，如图 5-59 所示。图中的黑线是对数幅频特性曲线，红线是相频特性曲线。

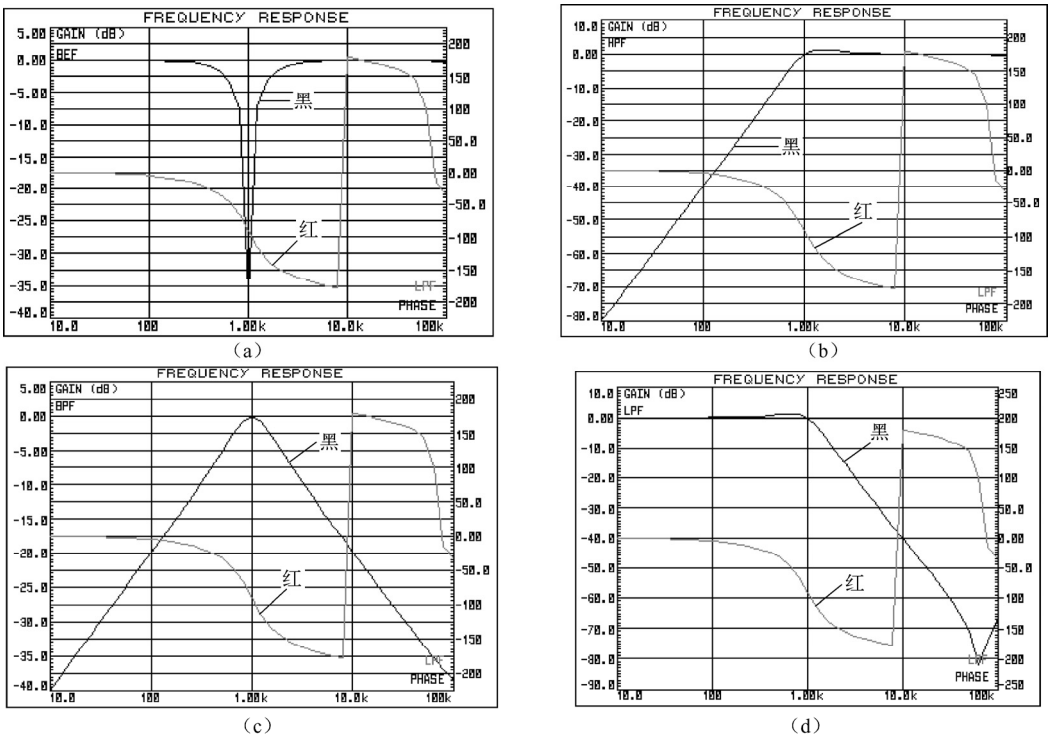


图 5-59　状态变量滤波器应用电路频率特性图

从 BEF 端输出的图 5-59（a）可见，对数幅频特性曲线幅值呈两头高中间低的形态，是典型的“带阻”滤波电路特征。最大增益为 0dB，0dB 就是放大 1 倍，阻带的中心频率在 f_n 处，f_n 约为 1kHz。

从 HPF 端输出的图 5-59（b）可见，对数幅频特性曲线幅值呈先低后高的形态，是典型的“高通”滤波电路特征。最大增益为 0dB，0dB 就是放大 1 倍，高通滤波电路的截止频率在 f_n 处，f_n 约为 1kHz。

从 BPF 端输出的图 5-59（c）可见，对数幅频特性曲线幅值呈两头低中间高的驼峰形态，是典型的“带通”滤波电路特征。最大增益为 0dB，0dB 就是放大 1 倍，带通滤波电路的中心频率在 f_n 处，f_n 约为 1kHz。

从 LPF 端输出的图 5-59（d）可见，对数幅频特性曲线幅值呈先高后低的形态，是典型的“低通”滤波电路特征。最大增益为 0dB，0dB 就是放大 1 倍，低通滤波电路的截止频率在 f_n 处，f_n 约为 1kHz。

可见，从幅频特性曲线看，该状态变量滤波电路的低通、高通、带通、带阻输出的通带

放大倍数和截止频率（或中心频率）理论计算值与实测值都是很接近的。

5.7.2 集成通用有源滤波电路

集成通用有源滤波电路是一种集成电路，外接几个电阻就可构成完整的滤波电路。比如，B-B 公司生产的集成电路 UAF 41 就是一种集成通用有源滤波电路。UAF 41 内部有四个运算放大器和若干电阻和电容。集成通用有源滤波电路外接几个电阻就可以组成状态变量滤波电路。由于 Proteus 软件不能仿真集成电路 UAF 41，这里就不对它作详细介绍了。



（1）滤波器的作用实质上是“选频”——让某一部分频率的信号通过，不让某一部分频率的信号通过。根据工作信号的频率范围，滤波器分为五大类：低通滤波器、高通滤波器、带通滤波器、带阻滤波器和全通滤波器。

（2）滤波电路分无源滤波电路和有源滤波电路。用电阻、电容、电感等无源元件组成的滤波电路，称为无源滤波电路；用无源元件与有源器件共同组成的滤波电路，称为有源滤波电路。

（3）由单个集成运算放大器和 RC 网络构成的有源滤波电路共有四种不同结构，即无限增益单环反馈结构（I 型结构）、无限增益多环反馈结构（II 型结构）、同相输入端滤波电路无反馈有限增益压控电压源结构（III 型结构）和反馈式有限增益压控电压源结构（Ⅳ型结构）。

（4）有源滤波电路中如果只有一组 RC 电路，则称为一阶滤波电路。为了改善滤波器性能，可将两级或多级 RC 电路串联起来，组成二阶或更高阶的滤波器。滤波器阶数越高，通带的下降沿越陡峭。

（5）一阶、二阶低通、高通、带通和带阻滤波器在上述四种结构下共有十几种不同滤波电路。掌握了这些电路，基本上就可设计出自己所需的滤波器了。

（6）全通滤波器的输出幅度在全频域内是恒定不变的，但输出信号对输入信号的相移却是频率的函数。

第6章　电压比较器

电压比较器也是一种常用的模拟信号处理电路，它将模拟量输入电压与参考电压进行比较，并将比较的结果输出。比较器的输出只有两种可能的状态：高电平和低电平，或叫 1 和 0。

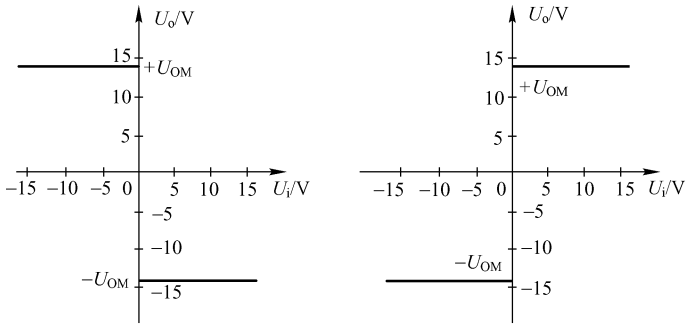
因比较器的输入是连续变化的模拟量，而输出信号是数字量“1”和“0”，可以认为比较器是模拟电路和数字电路的“接口”，也可以把比较器称作模拟电路和数字电路之间的“桥梁”。

我们知道，A/D 转换器是把模拟量转换为数字量，A/D 转换器至少要有 8 位，电压比较器就是一种一位 A/D 转换器。电压比较器常用于自动控制、波形变换、A/D 转换以及越限报警等场合。

电压比较器是集成运算放大器的一种非线性应用。

电压比较器可以由集成运算放大器构成，也有现成的集成电路电压比较器。

集成运算放大器开环时的电压传输特性反相输入和同相输入分别如图 6-1（a）、（b）所示，由于运算放大器的开环电压放大倍数很大，横坐标与纵坐标又取了相同的比例尺度，其放大区的特性几乎与纵轴重合。这表明，当运算放大器工作在开环时，运算放大器的输出要么是正的饱和电压值 $+U_{OM}$，要么是负的饱和电压值 $-U_{OM}$。这时运算放大器为非线性应用，相当于开关。



（a）反相输入　　（b）同相输入

图 6-1　运算放大器的开环电压传输特性

运算放大器的开关特性宜于用来对输入电压电平进行鉴别和分类，从而构成电压比较器。

当输入电压变化到某一值时，比较器的输出电压由一种状态转换为另一种状态，此时相应的输入电压通常称为阈值电压或门限电平，用符号 U_{TH} 表示。

根据比较器的阈值电压和传输特性，可将电压比较器分为三类，它们是单限电压比较

器、双限电压比较器和迟滞比较器。而单限电压比较器又可分为过零比较器和阈值比较器（或一般单限电压比较器），双限电压比较器又可分为窗口比较器和三态比较器。

只有一个阈值电压的比较器称为单限电压比较器，如果该阈值电压值是 0V，那就是过零比较器。有两个阈值电压的比较器称为双限电压比较器。窗口比较器是当输入电压向单一方向变化时，输出电压跃变两次。三态比较器共有三种状态：高电位、低电位和零电位。具有迟滞特性的比较器称为迟滞比较器，又称为施密特触发器。迟滞比较器电路也有两个阈值电压，输入电压 u_I，从小变大过程中使输出电压 u_O 产生跃变的阈值电压 U_{THH}，不等于 u_I 从大变小过程中使输出电压 u_O 产生跃变的阈值电压 U_{THL}，电路具有滞回特性。它与单限电压比较器的相同之处在于：输入电压向单一方向变化时，输出电压只跃变一次。

6.1 电压比较器介绍

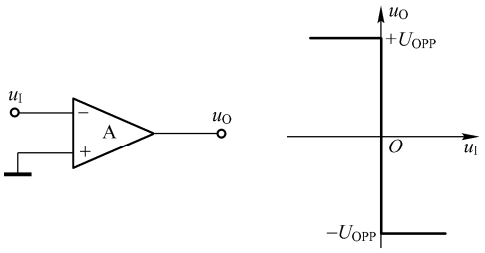
6.1.1 单（门）限电压比较器

单限电压比较器又可分为过零比较器和阈值比较器。

1. **过零比较器**

只有一个阈值电压的比较器称为阈值比较器（单限电压比较器），而阈值电压为 0V 的比较器称为过零比较器，因此过零比较器是阈值比较器（阈值电压为 0V 的）的特例。

1）简单过零比较器 当 U_T=0 时，即输入电压 u_I 与零电平比较，称为过零比较器，其电路及传输特性如图 6-2 所示。图中，集成运算放大器工作在开环状态，当 u_I<0 时，u_O=+U_{OPP}；u_I>0 时，u_O=−U_{OPP}。其中，U_{OPP} 是集成运算放大器的最大输出电压。这种过零比较器电路简单，输出电压幅度较高，u_O= ±U_{OPP}。有时需要把比较器的输出电压限制在一定的范围内，就需要加上限幅的措施。



（a）电路　　（b）传输特性

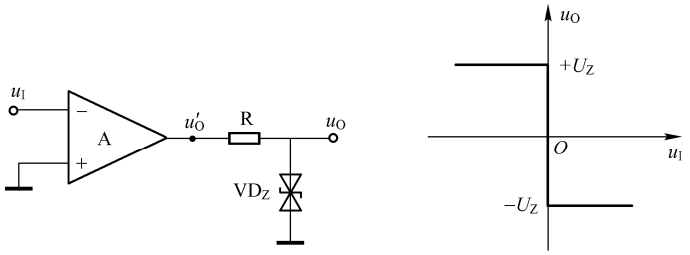
图 6-2 过零比较器电路及其电压传输特性

2）利用稳压管限幅的反相输入过零比较器 利用稳压管限幅的反相输入过零比较器如图 6-3 所示，假设两个背靠背的稳压管中任意一个被反相击穿而另一个稳压管正向导通时，两个稳压管两端总的稳定电压均为 U_Z，而且 U_{OPP}>U_Z。

在图 6-3（a）中，当 u_I<0 时，u'_O =+U_{OPP}，两个背靠背的稳压管中的下面一个被反相

击穿，$u_O = +U_z$；当$u_I>0$ 时，$u'_O = -U_{OPP}$，上面一个稳压管被击穿，$u_O = -U_Z$。比较器的传输特性如图 6-3（b）所示。

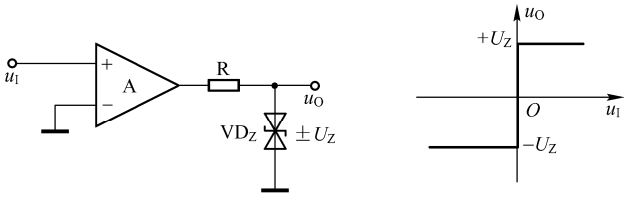
这种比较器因为加上限幅的措施，输出电压幅度U_Z比U_{OPP}低得多。



（a）电路　　（b）传输特性

图 6-3　利用稳压管限幅的反相输入过零比较器

与此相似，利用稳压管限幅的同相输入过零比较器如图 6-4 所示。在图 6-4（a）中，当$u_I<0$ 时，$u_O = -U_Z$；当$u_I>0$ 时，$u_O = +U_Z$。比较器的传输特性如图 6-4（b）所示。



（a）电路　　（b）传输特性

图 6-4　利用稳压管限幅的同相输入过零比较器

利用过零比较器可以把正弦波变成方波。如果给如图 6-3 所示电路的输入端加正弦信号，如图 6-5（a）所示，则输出电压波形如图 6-5（b）所示；如果给如图 6-4 所示电路的输入端加正弦信号，则输出电压波形如图 6-5（c）所示。

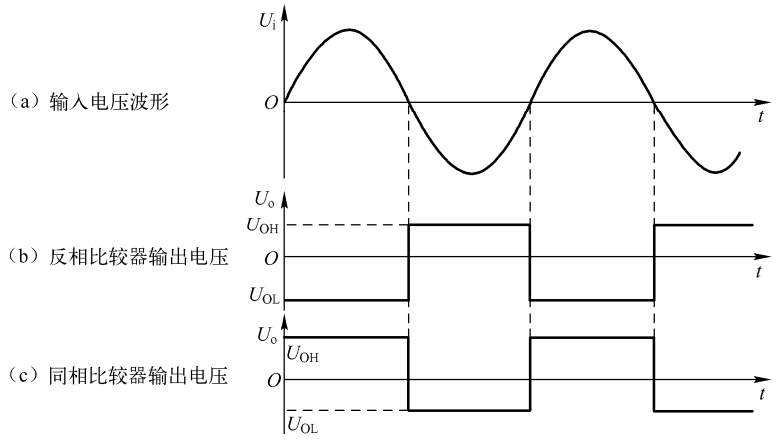


图 6-5　过零比较器的输入和输出电压波形

2. 阈值比较器

阈值电压不为零的比较器称为阈值比较器。阈值比较器分两类，一类为差分式阈值比较器，一类为求和式阈值比较器。

1）差分式阈值比较器 图 6-6（a）所示的是反相输入差分式阈值比较器电路及传输特性，比较器的输出电压为

$$\begin{cases} u_{\mathrm{I}} < U_{\mathrm{REF}}, u_{\mathrm{O}} = U_{\mathrm{OH}} \\ u_{\mathrm{I}} > U_{\mathrm{REF}}, u_{\mathrm{O}} = U_{\mathrm{OL}} \end{cases}$$

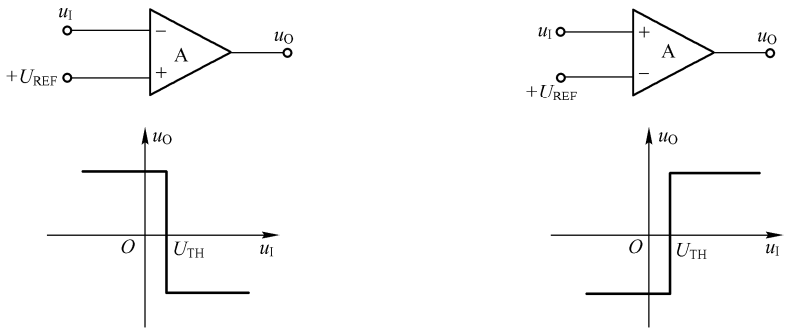
U_{REF} 为参考电压，该阈值比较器的门限电压 $U_{\mathrm{TH}} = U_{\mathrm{REF}}$。

如图 6-6（b）所示是同相输入差分式阈值比较器电路及传输特性，其输出电压为

$$\begin{cases} u_{\mathrm{I}} < U_{\mathrm{REF}}, u_{\mathrm{O}} = U_{\mathrm{OL}} \\ u_{\mathrm{I}} > U_{\mathrm{REF}}, u_{\mathrm{O}} = U_{\mathrm{OH}} \end{cases}$$

U_{REF} 为参考电压，该阈值比较器的门限电压 $U_{\mathrm{TH}} = U_{\mathrm{REF}}$。差分式阈值比较器的门限电压就等于参考电压 U_{REF}。

阈值比较器的应用之一，是检测输入电平，输入电平高于某值，输出为低电平（或高电平）；输入电平低于某值，输出为高电平（或低电平）。



（a）反相输入差分式阈值比较器电路及传输特性　　（b）同相输入差分式阈值比较器电路及传输特性

图 6-6　阈值比较器

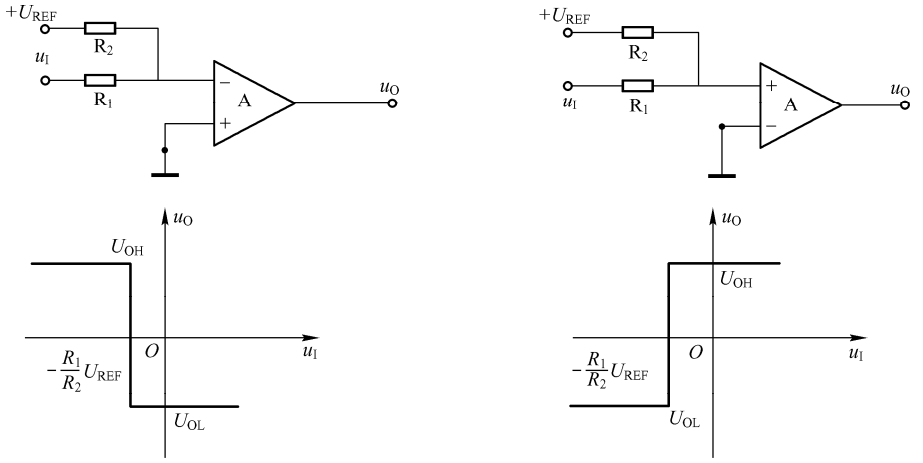
2）求和式阈值比较器 其特点是把参考电压和输入电压置于运算放大器的同一输入端。它也分两类，即反相输入求和式阈值比较器和同相输入求和式阈值比较器，图 6-7（a）、（b）分别为两类求和式阈值比较器的电路和传输特性。

反相输入求和式阈值比较器的参考电压和输入电压都从反相端输入，其门限电压 U_{TH} 和参考电压 U_{REF} 的关系为

$$U_{\mathrm{TH}} = -\frac{R_1}{R_2} U_{\mathrm{REF}}$$

比较器的输出电压为

$$\begin{cases} u_{\mathrm{I}} < U_{\mathrm{TH}} = -\dfrac{R_1}{R_2} U_{\mathrm{REF}}, u_{\mathrm{O}} = U_{\mathrm{OH}} \\ u_{\mathrm{I}} > U_{\mathrm{TH}} = -\dfrac{R_1}{R_2} U_{\mathrm{REF}}, u_{\mathrm{O}} = U_{\mathrm{OL}} \end{cases}$$



（a）反相输入求和式阈值比较器及传输特性　　（b）同相输入求和式阈值比较器及传输特性

图 6-7　求和式阈值比较器

同相输入求和式阈值比较器的参考电压和输入电压均加在同相端输入端，其门限电压 U_{TH} 和参考电压 U_{REF} 的关系为

$$U_{TH}=-\frac{R_1}{R_2}U_{REF}$$

比较器的输出电压为

$$\begin{cases} u_I < U_{TH}=-\dfrac{R_1}{R_2}U_{REF}, u_O=U_{OL} \\ u_I > U_{TH}=-\dfrac{R_1}{R_2}U_{REF}, u_O=U_{OH} \end{cases}$$

反相输入求和式阈值比较器的门限电压与同相输入求和式阈值比较器的门限电压相同，都是 $U_{TH}=-\dfrac{R_1}{R_2}U_{REF}$。

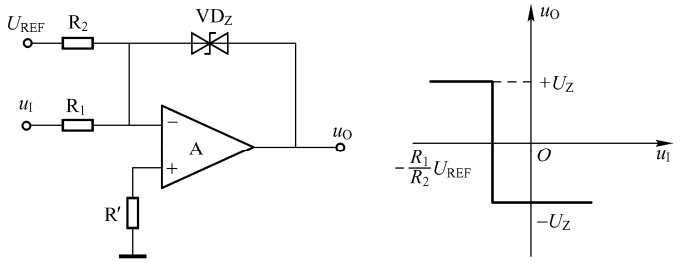
以上所述的单门限电压比较器的输出高电平 U_{OH} 及输出低电平 U_{OL}，都可由运算放大器输出端所加的限幅电路决定。反相输入单门限电压比较器除采用输出端接限幅电路确定 U_{OH} 和 U_{OL} 外，有时还采用负反馈限幅电路。

采用负反馈限幅电路的反相输入求和式阈值比较器电路如图 6-8（a）所示，VD_Z 为负反馈限幅电路，U_{REF} 为外加参考电压，根据叠加原理，可求出门限电压

$$U_{TH}=-\frac{R_1}{R_2}U_{REF} \tag{6-1}$$

当 $u_I<U_{TH}$ 时，$u_O=+U_Z$；当 $u_I>U_{TH}$ 时，$u_O=-U_Z$。

从式（6-1）可知，只要改变参考电压 U_{REF} 的大小和极性，以及电阻 R_1 和 R_2 的阻值，就可以改变阈值电压的大小和极性。该阈值比较器的传输特性如图 6-8（b）所示。

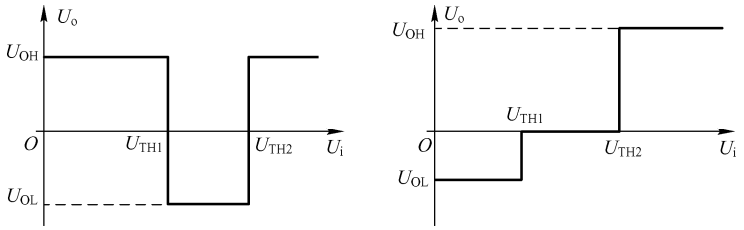


（a）电路　　（b）传输特性

图 6-8　采用负反馈限幅电路的反相输入求和式阈值比较器

6.1.2　双（门）限电压比较器

单限电压比较器当u_I单方向变化时，u_O只跳变一次，只与一个电平进行比较。如果要与两个电平进行比较，则为双限电压比较器。双限电压比较器有两种类型，即窗口比较器和三态比较器。它具有两种电压传输特性，如图 6-9（a）、（b）所示。它们的共同点是都有两个输入门限电压。它们的不同之处是，图 6-9（a）所示特性只有两种输出电平，当输入电压值处于两门限电平之间时，输出为某一电平；当输入电压值处于两门限电压以外时，输出为另一电平。此种比较器可用来判断输出信号电位是否处于指定门限电压之间，习惯上称此种比较器为窗口比较器。上、下门限电压之差称作窗口宽度$\Delta U = U_{TH2} - U_{TH1}$。图 6-9（b）所示的另一电压传输特性有三个输出电平。当输入电压值处于两门限电平之间时，输出为零电平。当输入电压值处于两门限电压以外时，根据其位于不同的门限外，输出电压有不同的极性——或为正电平，或为负电平。因这种电路能输出正电位、零电位和负电位三种状态，故被称为三态比较器。



（a）窗口比较器　　（b）三态比较器

图 6-9　双限电压比较器的电压传输特性

> 注意：
> 这里的“三态”和数字电路中的三态门不同，三态门的“三态”是高电平、低电平和高阻态。

1. 窗口比较器

在实际工作中，有时需要检测输入模拟信号的电平是否处在两个给定电平之间，此时要求比较器有两个门限电平，这种比较器称为双限比较器或窗口比较器。

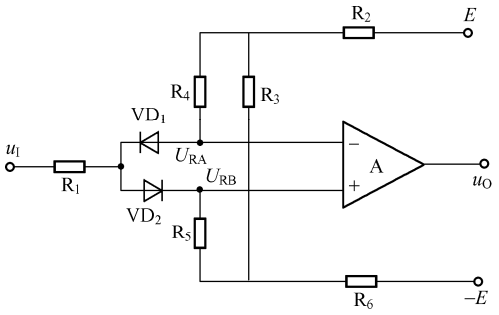
窗口比较器可以由一个运算放大器构成，也可以由两个运算放大器构成。

1）单运算放大器窗口比较器　图 6-10（a）为单运算放大器窗口比较器电路。它利用输入端的两个二极管 VD_1、VD_2 和两个参考电压 U_{RA}、U_{RB} 来实现双限比较。电阻 $R_1=R_6$，R_4 及 R_5 远大于 R_2、R_3、R_6，则

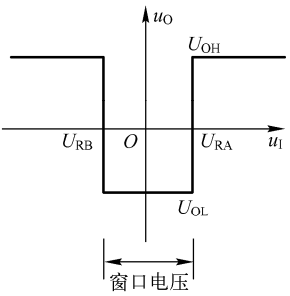
$$U_{RA}=E-\frac{R_2}{2R_2+R_3}2E=\frac{R_3}{2R_2+R_3}E \tag{6-2}$$

$$U_{RB}=E-\frac{R_2+R_3}{2R_2+R_3}2E=-\frac{R_3}{2R_2+R_3}E \tag{6-3}$$

$U_{RA}>U_{RB}$。当 $u_I>U_{RA}$ 时，只有 VD_2 导通，u_I 加到运算放大器的同相输入端，此时 u_O 为正；当 $u_I<U_{RB}$ 时，只有 VD_1 导通，u_I 加到运算放大器的反相输入端，但此时 u_I 为负值，所以 u_O 仍为正。只有当 $U_{RA}>u_I>U_{RB}$ 时，VD_1、VD_2 均导通，故 u_O 为负。其电压传输特性如图 6-10（b）所示。改变电源电压 E 和电阻 R_2、R_6 的对称性即可改变门限电压 U_{RA}、U_{RB}，使窗口宽度改变。



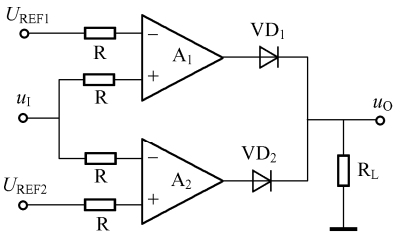
（a）电路



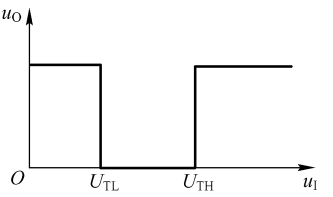
（b）电压传输特性

图 6-10　单运算放大器窗口比较器电路及其传输特性

2）双运算放大器窗口比较器　双运算放大器窗口电压比较器电路如图 6-11（a）所示。电路中有两个集成运算放大器 A_1 和 A_2，输入电压信号 u_I 各通过一个电阻 R 分别接到 A_1 的同相输入端和 A_2 的反相输入端，两个参考电压 U_{REF1} 和 U_{REF2} 分别加在 A_1 的反相输入端和 A_2 的同相输入端。其中，$U_{REF1}>U_{REF2}$，A_1 和 A_2 的输出端各通过一个二极管，然后连接在一起，作为窗口比较器的输出端。



（a）电路



（b）传输特性

图 6-11　双运算放大器窗口比较器电路及其传输特性

如果 $u_I<U_{REF2}$（更满足 $u_I<U_{REF1}$），则 A_1 输出低电平，A_2 输出高电平，此时，二极管

VD_1 截止，VD_2 导通，输出电压 u_O 是高电平。

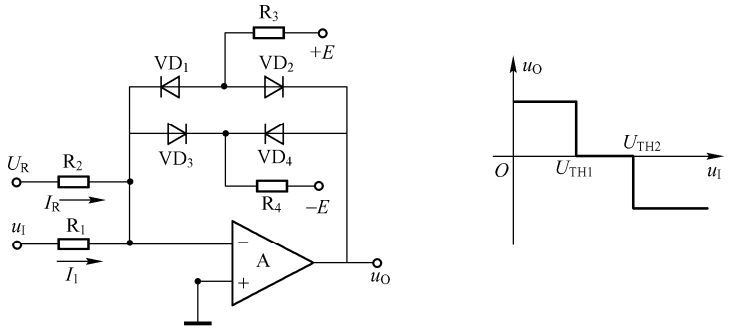
如果 $u_I > U_{REF1}$（更满足 $u_I > U_{REF2}$），则 A_1 输出高电平，A_2 输出低电平，二极管 VD_1 导通，VD_2 截止，输出电压 u_O 也是高电平。只有当 $U_{REF2} < u_I < U_{REF1}$ 时，两个集成运算放大器 A_1 和 A_2 均输出低电平，二极管 VD_1 和 VD_2 均截止，输出电压 u_O 为低电平。窗口电压比较器的传输特性如图 6-11（b）所示。

由图可见，这种比较器有两个门限电平：上门限电平 U_{TH} 和下门限电平 U_{TL}。在本电路中，$U_{TH} = U_{REF1}$，$U_{TL} = U_{REF2}$。总之，这种电路产生了一个窗口范围，它用高电平（逻辑 1）输出来表明输入信号落在 U_{TL} 和 U_{TH} 所预定的范围之中。当 $u_I < U_{TL}$ 或 $u_I > U_{TH}$ 时，输出低电平（逻辑 0），说明输入信号落在窗口之外。所以窗口电压比较器广泛用于分选和自动控制系统中。

2. 三态比较器

三态比较器有三种状态：正、零、负，用电位表示就是正电位、零电位、负电位。实现这种功能的电路也有以下两类。

1）单运算放大器三态比较器 单运算放大器三态比较器电路如图 6-12（a）所示，它是利用四个特性相同的二极管 VD_1～VD_4 的不同导通状态得出相应的输出情况。如果 VD_1～VD_4 均导通时，输出电压 $u_O = 0$；如果 VD_1、VD_4 导通，VD_2、VD_3 截止时，u_O 为正；如果 VD_1、VD_4 截止，VD_2、VD_3 导通时，u_O 为负，见图 6-12（b）。



（a）电路　　（b）电压传输特性

图 6-12　单运算放大器三态比较器

设输入电压 u_I 使 u_O 产生的转换电压为 U_{TH1} 和 U_{TH2}。可推得

$$U_{TH1} = \frac{R_1}{R_2} U_R - \frac{R_1}{R}(E - U_{D1}) \tag{6-4}$$

$$U_{TH2} = \frac{R_1}{R}(E - U_{D3}) + \frac{R_1}{R_2} U_R \tag{6-5}$$

式中，U_{D1}、U_{D3} 是 VD_1、VD_3 上的正向压降，将式（6-5）和式（6-4）比较得：$U_{TH2} > U_{TH1}$。

设 $U_{D1} = U_{D3} = U_D$，从 U_{TH2}、U_{TH1} 可求出门限宽度 ΔU。

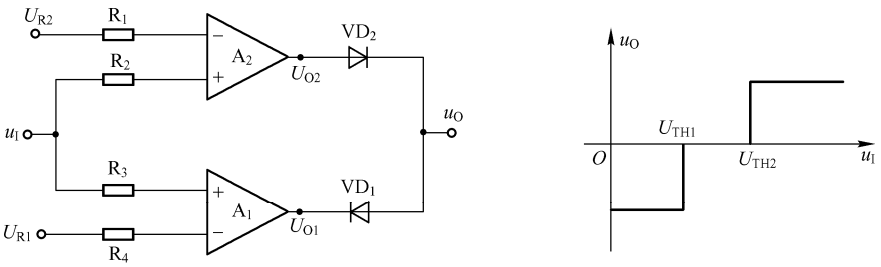
$$\Delta U = U_{TH2} - U_{TH1} = 2\frac{R_1}{R}(E - U_D) \tag{6-6}$$

从式（6-6）可知，门限宽度（ΔU）不受参考电压U_R和R_2的影响；但ΔU与R_1、R、E、U_D有关。另外，二极管的正向压降随温度而改变时，U_{TH2}、U_{TH1}、ΔU都随之改变，会引起较大的误差，不过取$E \gg U_D$会降低误差。

2）双运算放大器三态比较器　双运算放大器三态比较器电路与双运算放大器窗口比较器类似，它也是由两个运算放大器构成的阈值比较器组成的，但是两阈值比较器都采用同相输入接法（或反相输入接法）。一个阈值大为U_{TH2}，一个阈值小为U_{TH1}，两同相端（或反相端）接在一起接输入电压，反相端（或同相端）分别接参考电压U_{R1}、U_{R2}，再用二极管把两个比较器的输出端引到同一点作为三态比较器的输出端。

> 注意:
> 两个二极管的极性是相反的，若其极性不相反，则构成的比较器就不是三态比较器。

（1）同相输入双运算放大器三态比较器。图 6-13（a）为同相输入双运算放大器三态比较器电路，要求$u_I > U_{R2}$时输出u_O为高电平，$u_I < U_{R1}$时输出u_O为低电平，VD_1在U_{O1}为低电平时导通，VD_2则在U_{O2}为高电平时导通。图 6-13（b）为同相输入双运算放大器三态比较器的电压传输特性。图中参考电压，$U_{R2} > U_{R1}$，因此$U_{TH2} > U_{TH1}$。



（a）电路　　（b）电压传输特性

图 6-13　同相输入双运算放大器三态比较器

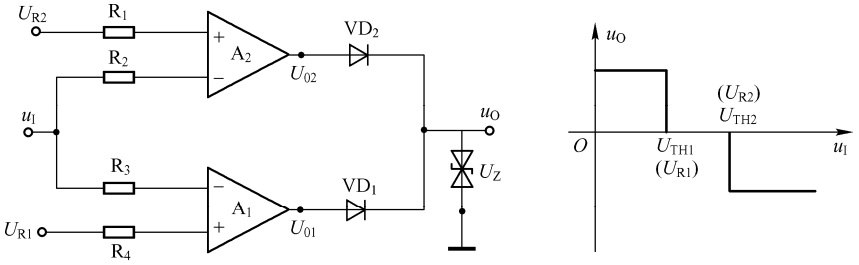
当$u_I < U_{R1}$时，当然$u_I < U_{R2}$，U_{O1}与U_{O2}均为低电平（负值），U_{O1}使VD_1导通，U_{O2}使VD_2截止，三态比较器的输出相当于A_1比较器的输出，$u_O \approx U_{O1}$为低电平（负值），此时的$U_{TH1} = U_{R1}$。

当$u_I > U_{R2}$时，必然$u_I > U_{R1}$，U_{O1}及U_{O2}均为高电平（正值），U_{O1}使VD_1截止，U_{O2}使VD_2导通，三态比较器的输出相当于A_2比较器的输出，$u_O \approx U_{O2}$为高电平，对应转换状态的u_I是U_{R2}，$U_{TH2} = U_{R2}$。

当$U_{R2} > u_I > U_{R1}$时，A_1的输出U_{O1}为高电平（正值），A_2的输出U_{O2}为低电平（负值），二极管VD_1、VD_2均截止，因此$u_O \approx 0$。

（2）反相输入双运算放大器三态比较器。图 6-14（a）为反相输入双运算放大器三态比较器电路，图 6-14（b）为其电压传输特性。即$u_I < U_{TH1}$时输出u_O为高电平，$U_{TH1} < u_I < U_{TH2}$时，$u_O = 0$，$u_I > U_{TH2}$时输出u_O为低电平。分析方法同前，这里不再赘述。电路中输出端加了限幅电路。

双运算放大器三态比较器的门限宽度 $\Delta U = U_{TH2} - U_{TH1} = U_{R2} - U_{R1}$，门限宽度的精度主要决定于参考电压，也与所用运算放大器的性能有关。



（a）电路　　（b）电压传输特性

图 6-14　反相输入双运算放大器三态比较器

6.1.3　迟滞比较器

单限电压比较器具有电路简单、灵敏度高等优点，但存在的主要问题是抗干扰能力差。如果输入电压受到干扰或噪声的影响，在门限电平上下波动，则输出电压将在高低两个电平之间反复地跳变，如图 6-15 所示。

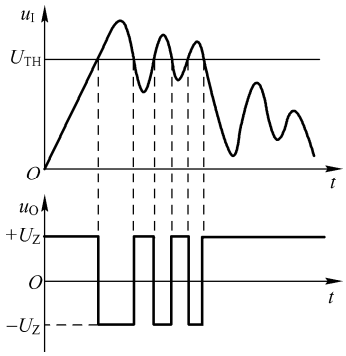


图 6-15　存在干扰时单限电压比较器的 u_I、u_O 波形

为了克服这个缺点，可以采用具有迟滞特性的比较器。

迟滞比较器的电压传输特性如图 6-16 所示，它具有迟滞回线形状，电路由此得名。由图可知，迟滞比较器具有两个门限电压，数字大的门限电压称为上门限电压，用 U_{THH} 表示，数字小的门限电压称为下门限电压，用 U_{THL} 表示，两者之差叫门限宽度，用 ΔU 表示，$\Delta U = U_{THH} - U_{THL}$。门限宽度又称回差电压，它是迟滞比较器的重要指标。U_{THH} 与 U_{THL} 可对称于纵轴，也可都为正值，或都为负值。当输入电压从低值达到上门限 U_{THH} 时，比较器输出可能从低电平转为高电平，也可以从高电平转为低电平。高低电平的值可相等，也可不等。

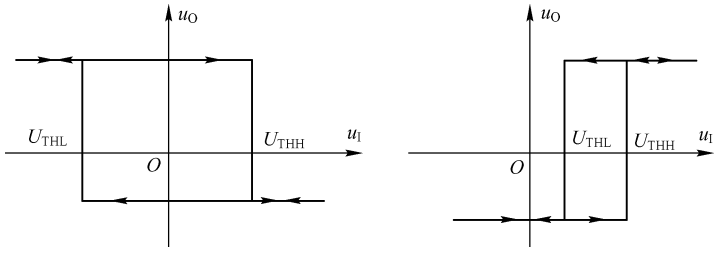


图 6-16　迟滞（滞回）比较器的传输特性

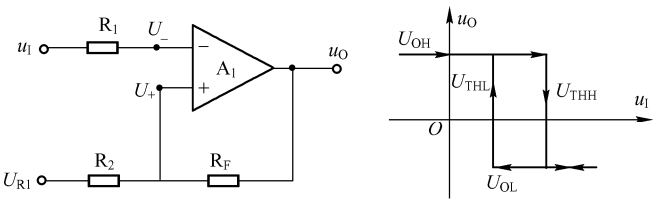
迟滞比较器的电压传输特性既不同于前述的单限电压比较器，又不同于双限电压比较

器。由于它具有特殊的传输特性，在信号发生和信号变换等电路中应用很多，在信号发生和信号变换的电路中迟滞比较器也称为施密特触发器。

1. 反相输入迟滞比较器

反相输入迟滞比较器电路如图 6-17（a）所示。输入电压 u_I 经电阻 R_1 加在集成运算放大器的反相输入端，参考电压 U_{R1} 经电阻 R_2 接在同相输入端，此外从输出端通过电阻 R_F 引回同相输入端。

这种比较器的输出 u_O 有两种可能的状态：U_{OH} 和 U_{OL}。在这种电路中使输出电压由 U_{OH} 跳变到 U_{OL}，以及由 U_{OL} 跳变到 U_{OH} 所需的输入电压值是不同的。也就是说，这种比较器有两个不同的门限电平，故传输特性呈滞回形状，如图 6-17（b）所示。



（a）电路　　（b）电压传输特性

图 6-17　反相输入迟滞比较器

若原来 $u_O=U_{OH}$，当 u_I 逐渐增大时，使 u_O 从 U_{OH} 跳变为 U_{OL} 所需的门限电平用 U_{THH} 表示，则

$$U_{THH}=\frac{R_2}{R_2+R_F}U_{OH}+\frac{R_F}{R_2+R_F}U_{R1} \tag{6-7}$$

若原来 $u_O=U_{OL}$，当 u_I 逐渐减小时，使 u_O 从 U_{OL} 跳变为 U_{OH} 所需的门限电平用 U_{THL} 表示，则

$$U_{THL}=\frac{R_2}{R_2+R_F}U_{OL}+\frac{R_F}{R_2+R_F}U_{R1} \tag{6-8}$$

上述两个门限电平之差，称为门限宽度或回差，用符号 ΔU 表示。

$$\Delta U=U_{THH}-U_{THL}=\frac{R_2}{R_2+R_F}(U_{OH}-U_{OL}) \tag{6-9}$$

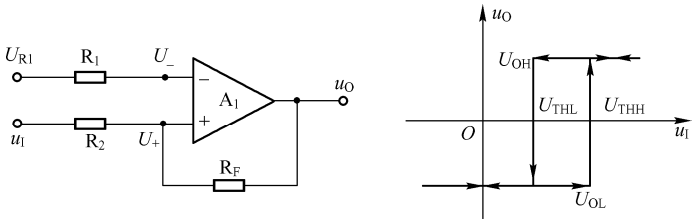
由上可知，改变参考电压 U_{R1} 可同时调节上下门限电压，而不影响门限宽度 ΔU。改变电阻 R_2 和 R_F 的值，虽可调节门限宽度，但同时影响上下门限电压。当门限宽度和门限电压都需要调节时，可先改变电阻 R_2 和 R_F 的值得到所需的 ΔU，再改变 U_{R1} 得到所需要的 U_{THH}、U_{THL}。三个参量不能独立调节是这个电路的缺点之一。

2. 同相输入迟滞比较器

同相输入迟滞比较器电路如图 6-18（a）所示，其电压传输特性如图 6-18（b）所示。输入电压加在同相端，同时接有正反馈电路，反相输入端接有参考电压 U_{R1}。可推得：

上门限电压 U_{THH} 为

$$U_{\mathrm{THH}}=\frac{R_2+R_{\mathrm{F}}}{R_{\mathrm{F}}}U_{\mathrm{R1}}-\frac{R_2}{R_{\mathrm{F}}}U_{\mathrm{OL}} \tag{6-10}$$



（a）电路　　（b）电压传输特性

图 6-18　同相输入迟滞比较器

下门限电压U_{THL}为

$$U_{\mathrm{THL}}=\frac{R_2+R_{\mathrm{F}}}{R_{\mathrm{F}}}U_{\mathrm{R1}}-\frac{R_2}{R_{\mathrm{F}}}U_{\mathrm{OH}} \tag{6-11}$$

上述两个门限电平之差，称为门限宽度或回差，用符号ΔU表示。

$$\Delta U=\frac{R_2}{R_{\mathrm{F}}}(U_{\mathrm{OH}}-U_{\mathrm{OL}}) \tag{6-12}$$

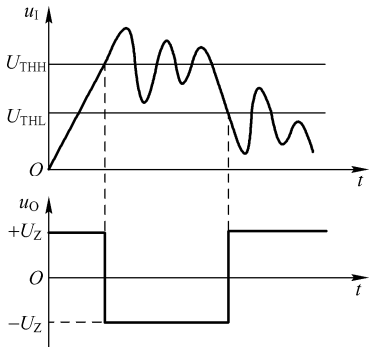


图 6-19　存在干扰时迟滞比较器的 u_{I}、u_{O} 波形

同相输入迟滞比较器和反相输入迟滞比较器一样，U_{THH}、U_{THL}、ΔU 三个参量不能独立调节。

迟滞比较器可以用于产生矩形波、三角波和锯齿波等各种非正弦波信号。用于测量、控制系统时，迟滞比较器的优点是抗干扰能力强。当输入信号受到干扰或噪声的影响而上下波动时，只要根据干扰或噪声电平适当调整迟滞比较器两个门限电平U_{THH}和U_{THL}的值，就可以避免比较器的输出电压在高、低电平之间反复跳变，如图 6-19 所示。

6.2　电压比较器应用

6.2.1　单（门）限电压比较器

1. 过零比较器

1）简单过零比较器

【例 6.1】 如图 6-20 所示是一个过零比较器，已知，所用集成运算放大器是 LM324，电源电压为±12V，集成运算放大器的同相输入端接地，反相输入端接输入信号

in1，输出端接一个虚拟电压表用来测量电压。求过零比较器的输出。

解：给 in1 输入+1V 的直流电压，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出电压，如图 6-20 所示。这时，图中的虚拟电压表显示电压值为-11.5V。给 in1 输入-1V 的直流电压，再仿真一次，可以看到虚拟电压表显示电压值为+11.5V，如图 6-21 所示。再输入其他电压值实验，最终可得如下结论：当 $u_I<0$ 时，$u_O=+U_{OPP}$；$u_I>0$ 时，$u_O=-U_{OPP}$。其中，U_{OPP} 是集成运算放大器的最大输出电压，这里 $U_{OPP}=11.5V$。

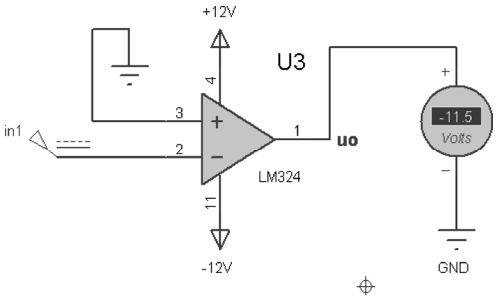


图 6-20　过零比较器仿真电路

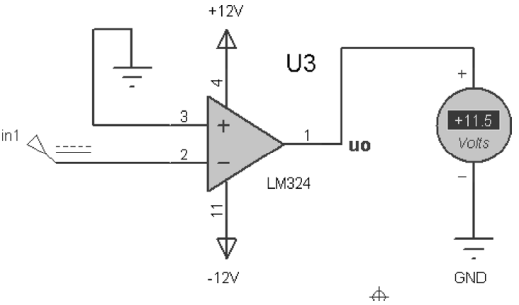


图 6-21　过零比较器测试结果

2）利用稳压管限幅的过零比较器

【例 6.2】 利用稳压管限幅的过零比较器如图 6-22 所示。已知，图中所用集成运算放大器是 LM324，电源电压为±12V，集成运算放大器的同相输入端接地，反相输入端接输入信号 in1，输出端先串接一个限流电阻 R_1，再接两个背靠背的稳压管 VD_1 和 VD_2 到地，虚拟电压表再和稳压管并联用来测量输出电压。求利用稳压管限幅的过零比较器的输出。

解：给 in1 输入+1V 的直流电压，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出电压，如图 6-22 所示。这时，图中的虚拟电压表显示电压值为-5.28V。给 in1 输入-1V 的直流电压，再仿真一次，可以看到虚拟电压表显示电压值为+5.28V，如图 6-23 所示。这表明，对这种利用稳压管限幅的过零比较器，当 $u_I<0$ 时，$u_O=+U_z$；当 $u_I>0$ 时，$u_O=-U_z$。这里 $U_z=5.28V$。

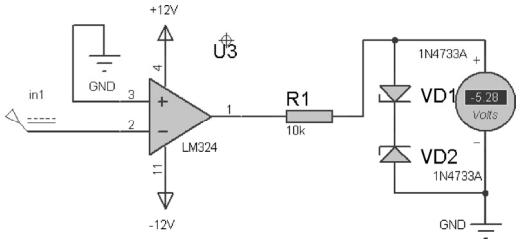


图 6-22　利用稳压管限幅的过零比较器

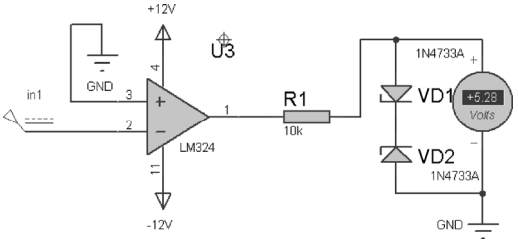


图 6-23　利用稳压管限幅的过零比较器测试结果

2. 阈值比较器

1）差分式阈值比较器

【例 6.3】 图 6-24 所示为反相输入差分式阈值比较器电路，已知，图中所用集成运

算放大器是 LM324，电源电压为±12V，集成运算放大器的反相输入端接输入电压信号 u_I，同相输入端接参考电压信号 U_{REF}，输出端接两个背靠背的稳压管 VD_1 和 VD_2 到地，在 u_O 处观察输出信号。求在不同输入信号下差分式阈值比较器的输出。

解：给 u_I 输入+2V 的直流电压，给参考电压信号端 U_{REF} 输入−1V 的直流电压，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出电压，如图 6-24 所示。这时，图中的虚拟电压表显示电压值为−4.18V。参考电压信号输入−1V 不变，给 u_I 输入−2V 的直流电压，再仿真一次，可以看到虚拟电压表显示电压值为+6.91V，如图 6-25 所示。这表明，对这种反相输入差分式阈值比较器，当 $u_I < U_{REF}$ 时，$u_O = U_{OH}$；当 $u_I > U_{REF}$ 时，$u_O = U_{OL}$。这里 U_{OH} =+6.91V，U_{OL} =−4.18V。

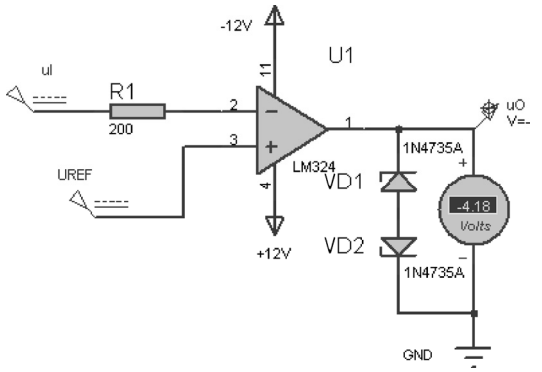


图 6-24 反相输入差分式阈值比较器

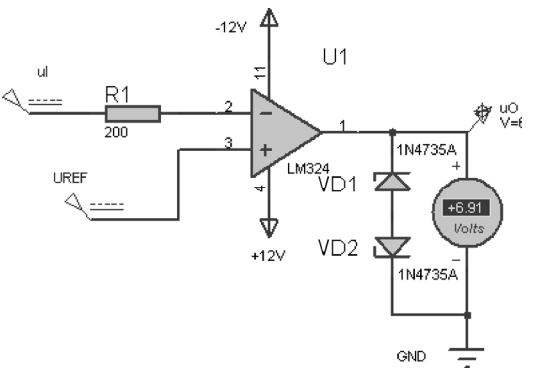


图 6-25 反相输入差分式阈值比较器测试结果

2）求和式阈值比较器

【例 6.4】 图 6-26 所示为同相输入求和式阈值比较器，已知，图中所用集成运算放大器是 OP07，电源电压为±12V，集成运算放大器的反相输入端接地，同相输入端接两路信号，一路是参考电压信号 U_{REF}，一路是输入电压信号 U_I，这两路分别串接电阻 R_1 和 R_2。输出端先串接一个限流电阻 R_3，再接两个面对面的稳压管 VD_1 和 VD_2 到地，在 OUT 处观察输出信号。求同相输入求和型阈值比较器的输出。

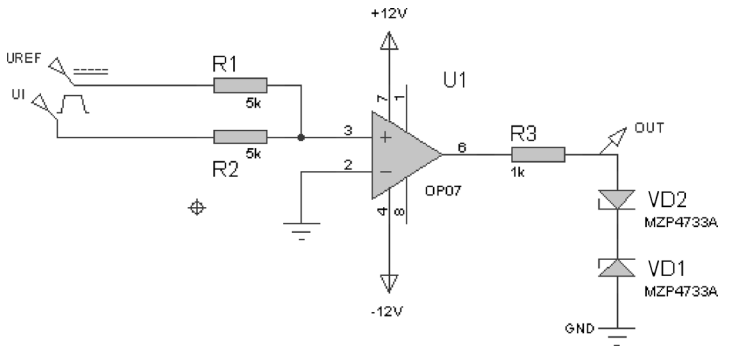


图 6-26 同相输入求和式阈值比较器

解：给参考信号 U_{REF} 输入+1V 的直流电压，给 U_I 输入一个在−5V 和+5V 之间变化的脉冲电压信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的输入/输出电压关系图，如图 6-27

所示。由图可见，图中的黑线是输入信号 U_I，它是在−5V 和+5V 之间变化的脉冲电压信号，准确地说是一种梯形波形。红线是输出信号 OUT，它是一种逻辑电平信号，不是高电平就是低电平。逻辑电平高到低或低到高取决于输入信号的电压幅度。我们发现图中以−1V 为界，凡是输入信号高于−1V 的，输出为高电平，否则便是低电平。也就是说−1V 是阈值电压。

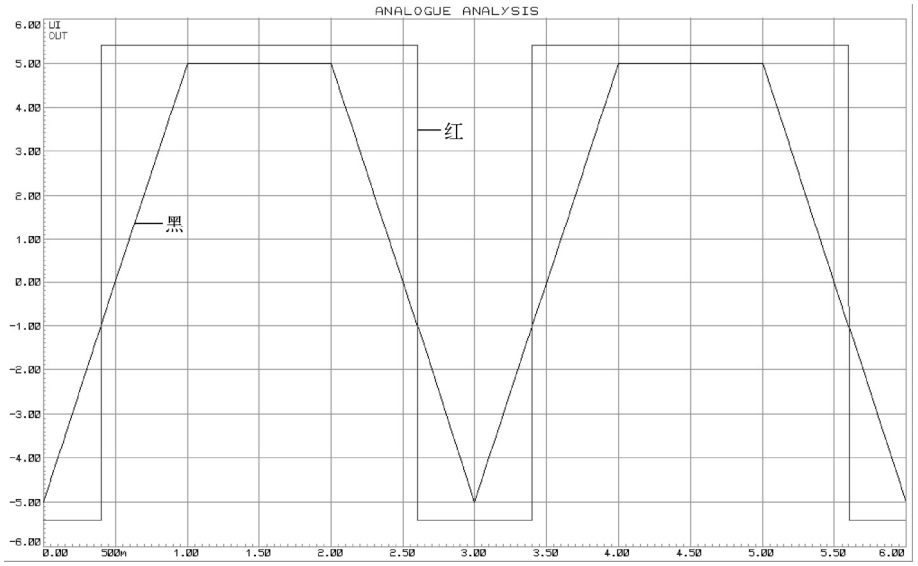


图 6-27　同相输入求和式阈值比较器输入/输出电压关系图

现在计算一下理论阈值电压是多少，根据求阈值电压的公式，$U_{TH}=-\dfrac{R_1}{R_2}U_{REF}$，将 R_1=R_2=5kΩ，U_{REF}=1V 代入，得 $U_{TH}=-(R_1/R_2)U_{REF}=-1$V。

【例 6.5】 图 6-28 所示为反相输入求和式阈值比较器，已知，图中所用集成运算放大器是 OP07，电源电压为±12V，集成运算放大器的同相输入端接地，反相输入端接两路信号，一路是参考电压信号 U_{REF}，一路是输入电压信号 U_I，这两路分别串接电阻 R_1 和 R_2。输出端先串接一个限流电阻 R_3，再接两个背靠背的稳压管 VD_1 和 VD_2 到地，在 u_O 处观察输出信号。求反相输入求和式阈值比较器的输出。

解：给参考信号 U_{REF} 输入+3V 的直流电压，给 U_I 输入一个在−5V 和+5V 之间变化的脉冲电压信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的输入/输出电压关系图，如图 6-29 所示。由图可见，图中的黑线是输入信号 U_I，它是在−5V 和+5V 之间变化的脉冲电压信号，准确地说是一种梯形波信号。红线是输出信号 u_O，它是一种逻辑电平信号，不是高电平就是低电平。逻辑电平高到低或低到高取决于输入信号的电压幅度。我们发现图中以−3V 为界，凡是输入信号高于−3V 的，输出为低电平，否则便是高电平。也就是说−3V 是阈值电压。

现在计算一下理论阈值电压是多少。根据求阈值电压的公式 $U_{TH}=-\dfrac{R_1}{R_2}U_{REF}$，将 R_1=R_2=5kΩ，U_{REF}=3V 代入，得 $U_{TH}=-(R_1/R_2)U_{REF}=-3$V。

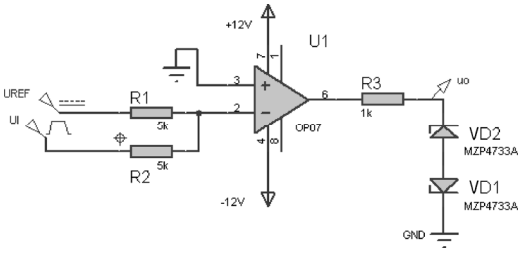


图 6-28 反相输入求和式阈值比较器

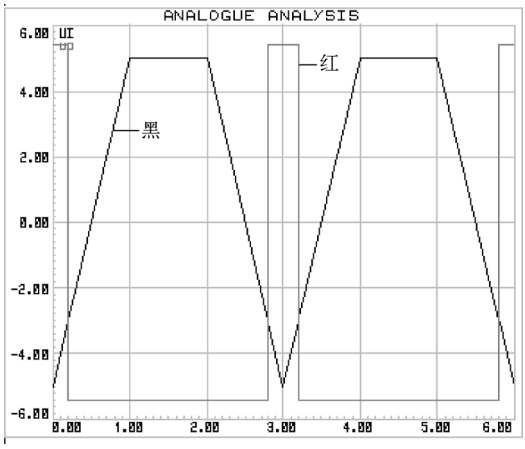


图 6-29 反相输入求和式阈值比较器输入/输出电压关系图

阈值比较器（或单限电压比较器）经常用在液位或物位的测量中，根据实际阈值电压推导出 R_1、R_2 和 U_{REF} 的值，当输入超过或低于阈值电压时给出报警信号或同时让执行机构作出相应的动作。

6.2.2 双（门）限电压比较器

1. 窗口比较器

1）单运算放大器窗口比较器

【例 6.6】 单运算放大器窗口比较器仿真电路如图 6-30 所示。已知，电路中的集成运算放大器为 LF356，它是一种具有高输入阻抗的运算放大器，电源电压±12V。它利用输入端的两个二极管 VD_1、VD_2 和两个参考电压 U_{RA}、U_{RB} 来实现双限比较。电阻 R_1=5kΩ，R_2=R_6=1kΩ，R_2=2kΩ，R_4=R_5=100kΩ。从 u_i 处输入电压信号，从 u_o 处测量输出电压信号，这两处均接有虚拟电压表。求窗口比较器的输出。

解：给 u_i 输入一个-12V 直流电压信号，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出电压，如图 6-33 所示。由图可见，接在 u_o 处的虚拟直流电压表显示+9.98V。给 u_i 输入一个 1V 直流电压信号，重新仿真，可测出电路的输出电压，如图 6-31 所示。由图可见，接在 u_o 处的虚拟直流电压表显示-10.0V。再输入其他不同的直流电压，测出结果，可得出如下的结论：当-7V>u_i>+7V 时，u_o 为-10.0V；u_i<-8V 或 u_i> +8V 时，u_o 为+10V。这个结论，正是窗口比较器的特点。

现在计算一下图中两个参考电压 U_{RA}、U_{RB} 的电压值。根据图中所给电阻值，知 R_4 及 R_5 的阻值远大于 R_2、R_3、R_6 的阻值。可以使用求 U_{RA}、U_{RB} 点参考电压的公式（6-2）和公式（6-3）。将电阻值等有关参数代入

$$U_{RA}=\frac{R_3}{2R_2+R_3}E=\frac{2}{2\times1+2}\times12=6\text{V}$$

$$U_{RB}=-\frac{R_3}{2R_2+R_3}E=-\frac{2}{2\times1+2}\times12=-6\text{V}$$

因为上面所用公式为近似公式，理论计算的U_{RA}、U_{RB}的电压值和所测结果相差不大。

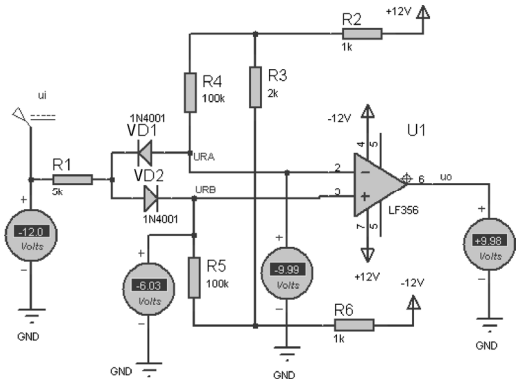


图 6-30　单运算放大器窗口比较器电路

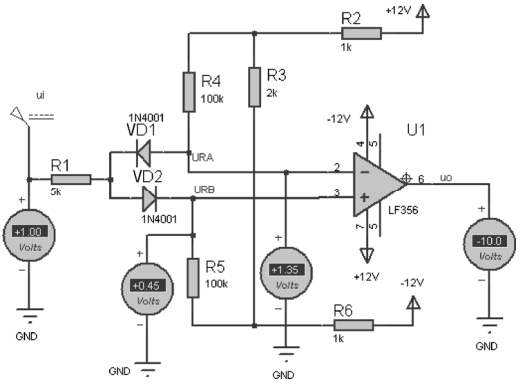


图 6-31　单运算放大器窗口比较器测试结果

2）双运算放大器窗口比较器

【例 6.7】 双运算放大器窗口比较器仿真电路如图 6-32 所示。已知，电路中的两个集成运算放大器 U_1 和 U_2 使用 LM324，电源电压为±12V，U_1 的反相输入端接外接参考电压 U_{RH}，U_2 的同相输入端接外接参考电压 U_{RL}，$U_{RH}>U_{RL}$，U_1 的同相输入端和 U_2 的反相输入端连在一起接输入信号 U_I。U_1 和 U_2 的输出端各正向串接一个二极管 VD_4 和 VD_3。二极管 VD_4 和 VD_3 的另一端连在一起和一限流电阻 R_3 相连。 再接一个二极管 VD_1 和一个稳压管 VD_2 到地，R_4 是负载电阻，虚拟电压表是用来测量两个二极管相连处电压的。out 处接一 LED 用来测量电路的逻辑电平。求双运算放大器窗口比较器的输出。

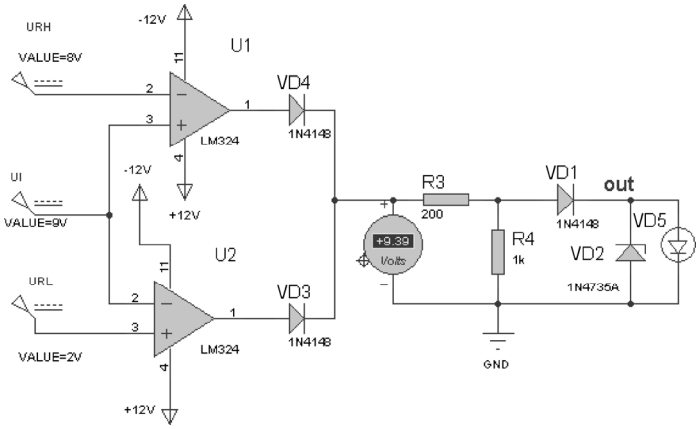


图 6-32　双运算放大器窗口比较器仿真电路

解：给参考电压 U_{RH} 输入+8V 的直流电压，给参考电压 U_{RL} 输入+2V 的直流电压，给输入电压 U_I 输入+9V 的直流电压，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出电压，如图 6-32 所示。此时，图中的虚拟电压表显示电压值为+9.39V，out 处接的 LED 已点亮。这表明，当输入电压 U_I 值在两个参考电压 U_{RH} 和 U_{RL} 之外，即当 $U_I>U_{RH}$ 或 $U_I<U_{RL}$ 时，窗口比较器的输出为高电位（只有高电位才能点亮 LED）。

两个参考电压 U_{RH} 和 U_{RL} 输入电压不变，给输入电压 U_I 输入+5V 直流电压，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出电压，如图 6-33 所示。这时，图中的虚拟电压表显示电压值为 0.00V，最终输出 out 处接 LED 不亮。这表明，当输入电压 U_I 电压值在两个参考电压 U_{RH} 和 U_{RL} 之间，换句话说，当 $U_{RH}>U_I>U_{RL}$ 时，窗口比较器的输出为低电位（低电位不能点亮 LED）。

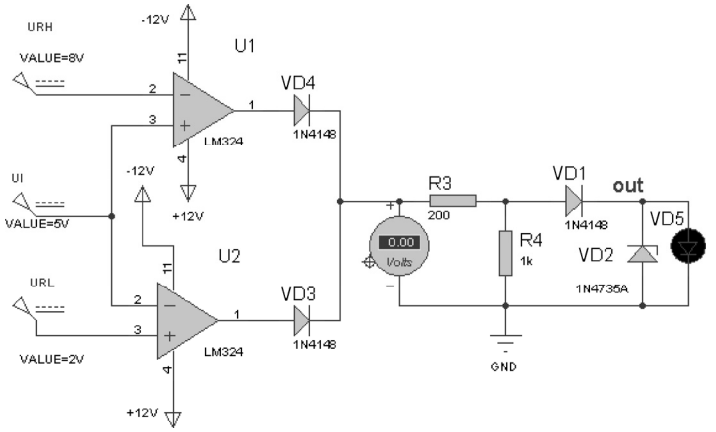


图 6-33　双运算放大器窗口比较器测试结果

2. 三态比较器

1）单运算放大器三态比较器

【例 6.8】 单运算放大器三态比较器仿真电路如图 6-34 所示。已知，电路中的集成运算放大器 U_1 使用 LF356，电源电压为±12V，外接电压±E 也取为±12V。$R_1=R_2=R_3=R_4=10k\Omega$。从 U_R 处输入参考电压，从 U_I 处输入电压，从 u_o 处输出信号。u_o 处对地接的背靠背稳压管 VD_5、VD_6 是限幅用的。求单运算放大器三态比较器的输出。

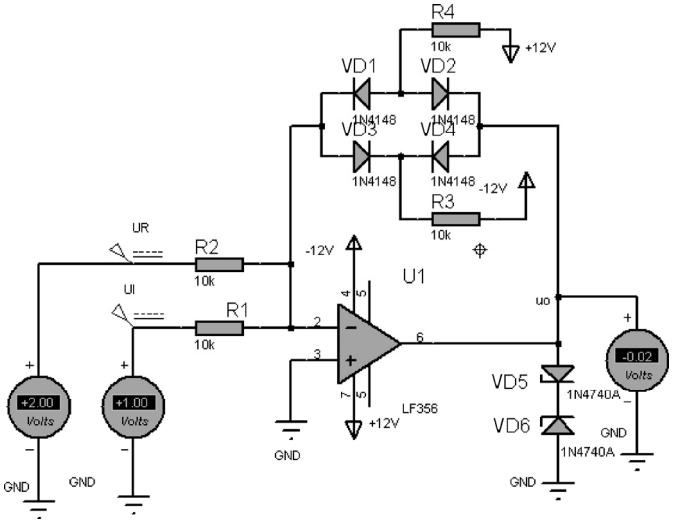


图 6-34　单运算放大器三态比较器仿真电路

解：从 U_R 处输入 2V 直流电压，给 U_I 输入一个 1V 直流电压信号，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出电压，如图 6-34 所示。由图可见，接在 u_o 处的虚拟直流电压表显示-0.02V。U_R 处直流电压保持不变，给 U_I 输入一个-14V 直流电压信号，重新仿真，可测出电路的输出电压，如图 6-35 所示。由图可见，接在 u_o 处的虚拟直流电压表，显示+9.98V。U_R 处直流电压仍保持不变，再给 U_I 送一个+14V 直流电压信号，测出结果为-10.0V，如图 6-36 所示。换其他输入电压值，多次仿真后，可得出如下的结论：当 $-13V<U_I<+10V$ 时，输出 u_o 为 0.0V；当 $U_I<-14V$ 时，u_o 为+10.0V；当 $U_I>11V$ 时，u_o 为-10.0V。这个结论，正是三态比较器的特点。

现在计算一下图中产生转换的两个门限电压值 U_{TH1}、U_{TH2} 和 ΔU，根据计算门限电压值的式（6-4）、式（6-5）和式（6-6），将电阻值等有关参数代入得

$$U_{TH1}=\frac{R_1}{R_2}U_R-\frac{R_1}{R}(E-U_{D1})=2-(12-0.7)=-11.3V$$

$$U_{TH2}=\frac{R_1}{R}(E-U_{D3})+\frac{R_1}{R_2}U_R=(12-0.7)+2=13.3V$$

$$\Delta U=2\frac{R_1}{R}(E-U_D)=2\times(12-0.7)=22.6V$$

可见，这三个参数的理论计算值与实测值相差都不大。

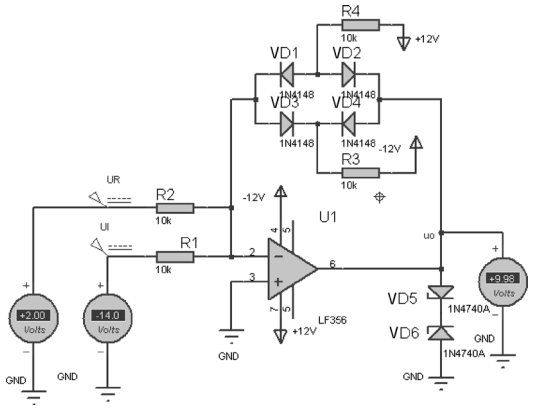


图 6-35　单运算放大器三态比较器仿真结果（1）

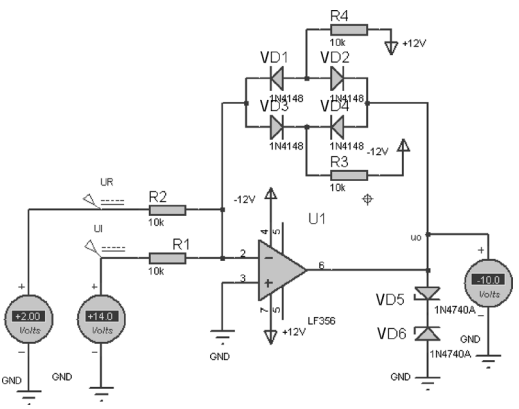


图 6-36　单运算放大器三态比较器仿真结果（2）

2）双运算放大器三态比较器

【例 6.9】 同相输入双运算放大器三态比较器仿真电路如图 6-37 所示。已知，电路中的集成运算放大器 U_1、U_2 使用 LF356，电源电压为±12V。图中，$R_1=R_2=R_5=R_6=5k\Omega$，$R_7=R_8=3k\Omega$，VD_1、VD_2 为二极管，型号 1N4148。U_{R1} 处接 2V 参考电压，U_{R2} 处接 8V 参考电压，从 U_I 处输入电压，从 u_o 处输出信号。u_o 处对地接的背靠背稳压管 VD_3、VD_4 是限幅用的。求同相输入双运算放大器三态比较器的输出。

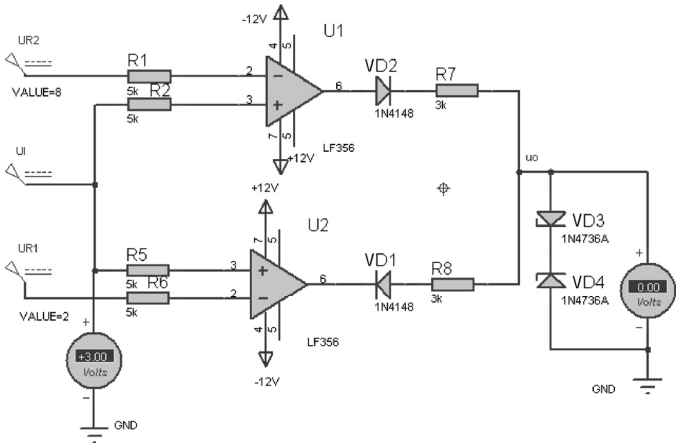


图 6-37　同相输入双运算放大器三态比较器仿真电路

解：从 U_{R2} 处输入 8V 直流电压，固定参考电压从 U_{R1} 处输入 2V 直流电压，固定参考电压给 U_I 输入一个 3V 直流电压，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出电压，如图 6-37 所示。由图可见，接在 u_o 处的虚拟直流电压表显示 0.00V。U_{R2} 处和 U_{R1} 处参考电压保持不变，给 U_I 输入一个+9V 直流电压，重新仿真，可测出电路的输出电压，如图 6-38 所示。由图可见，接在 u_o 处的虚拟直流电压表显示+7.00V。U_{R2} 处和 U_{R1} 处参考电压仍保持不变，再给 U_I 输入一个+1V 直流电压，测出结果为-7.0V，如图 6-39 所示。换其他输入电压值，多次仿真后，可得出如下结论：当+8V>U_I>+2V 时，输出 u_o 为 0.0V；当 U_I<2V 时，u_o 为-7.0V；当 U_I>8V 时，u_o 为+7.0V。这表明，当输入电压在高低两个参考电压之间时，输出零电平；当输入电压大于高值参考电压时，输出正电平；当输入电压小于低值参考电压时，输出负电平。这正是三态比较器的特点。

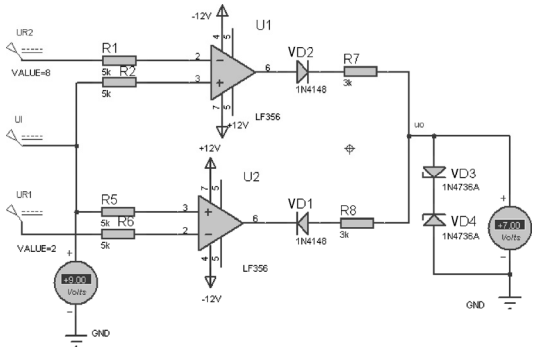


图 6-38　同相输入双运算放大器三态比较器仿真结果（1）

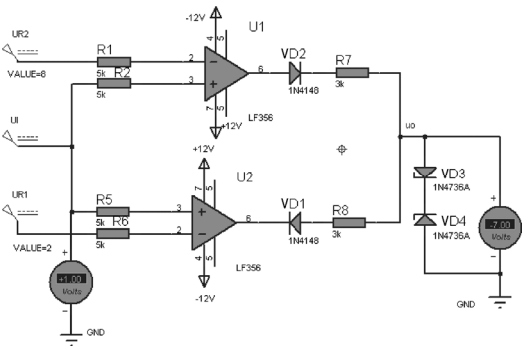


图 6-39　同相输入双运算放大器三态比较器仿真结果（2）

【例 6.10】 反相输入双运算放大器三态比较器仿真电路如图 6-40 所示。已知，电路中的集成运算放大器 U_1、U_2 使用 LF356，电源电压为±12V。图中，R_1=R_2=R_5=R_6=10kΩ，R_7=R_8=3kΩ，VD_1、VD_2 为二极管，型号 1N4148。U_{RH} 处接 8V 参考电压，U_{RL} 处接 2V 参考电压，从 U_I 处输入电压，从 u_o 处输出信号。u_o 处对地接的背靠背稳压管 VD_3、VD_4 是限幅用的。求反相输入双运算放大器三态比较器的输出。

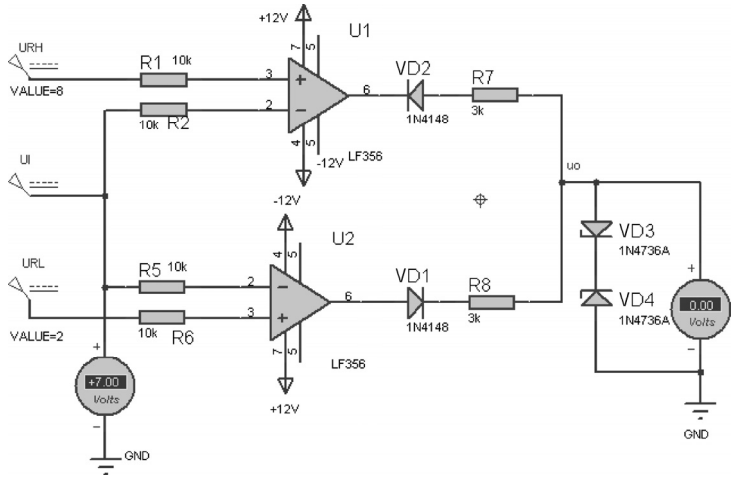


图 6-40　反相输入双运算放大器三态比较器仿真电路

解：从 U_{RH} 处输入 8V 固定参考电压，从 U_{RL} 处输入 2V 固定参考电压，给 U_I 输入一个 7V 直流电压信号，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出电压，如图 6-40 所示。由图可见，接在 u_o 处的虚拟直流电压表显示 0.00V。U_{RH} 处和 U_{RL} 处参考电压保持不变，给 U_I 输入一个+10V 直流电压信号，重新仿真，可测出电路的输出电压，如图 6-41 所示。由图可见，接在 u_o 处的虚拟直流电压表显示-7.00V。U_{R2} 处和 U_{R1} 处参考电压仍保持不变，再给 U_I 输入一个+1V 直流电压信号，测出结果为 7.0V，如图 6-42 所示。换其他输入电压值，多次仿真后，可得出如下结论：当+8V>U_I>+2V 时，输出 u_o 为 0.0V；当 U_I<2V 时，u_o 为 7.0V；当 U_I>8V 时，u_o 为-7.0V。这表明，当输入电压在高低两个参考电压之间时，输出零电平；当输入电压大于高值参考电压时，输出负电平；当输入电压小于低值参考电压时，输出正电平。这正是三态比较器的特点。

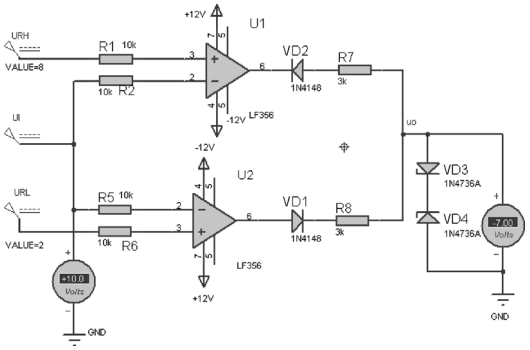


图 6-41　反相输入双运算放大器三态比较器仿真结果（1）

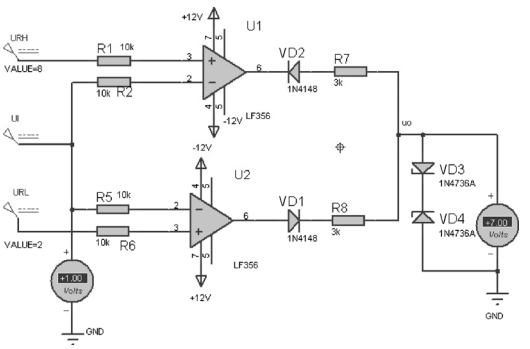


图 6-42　反相输入双运算放大器三态比较器仿真结果（2）

6.2.3　迟滞比较器

1. 反相输入迟滞比较器

【例 6.11】 图 6-43 所示为反相输入迟滞比较器仿真电路，已知，图中所用集成运算

放大器是 OP07，电源电压为±12V，集成运算放大器的反相输入端通过电阻 R_1 接输入电压信号 U_I，同相输入端通过电阻 R_2 接参考电压信号 U_{REF}。输出端先串接一个限流电阻 R_3，再接两个背靠背的稳压管 VD_1 和 VD_2 到地，在 u_o 处观察输出信号。在 u_o 处接一电阻 R_F，其另一端连到同相输入端。R_1=10kΩ，R_2=25kΩ，R_F=50kΩ，求反相输入迟滞比较器的输出。

解：给 U_{REF} 输入一幅度为−1V 的直流电压信号，给 U_I 输入一个在−5V 和+5V 之间变化的脉冲电压信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的输入/输出电压关系图，如图 6-44 所示。由图可见，图中的黑线是输入信号 U_I，它是在−5V 和+5V 之间变化的脉冲电压信号，是一种梯形波形。红线是输出信号 u_o，它是一种逻辑电平信号，不是高电平就是低电平。逻辑电平高到低或低到高取决于输入信号的电压幅度。我们发现，图中上升沿以+1.5V 为界，凡是输入信号高于+1.5V 的，输出为低电平，否则便是高电平。下降沿以−2.8V 为界，凡是输入信号低于−2.8V 的，输出为高电平。也就是说上升沿的门限电平 U_{THH}=+1.5V，下降沿的门限电平 U_{THL}=−2.8V，回差 $\Delta U=U_{THH}-U_{THL}$=+4.3V。

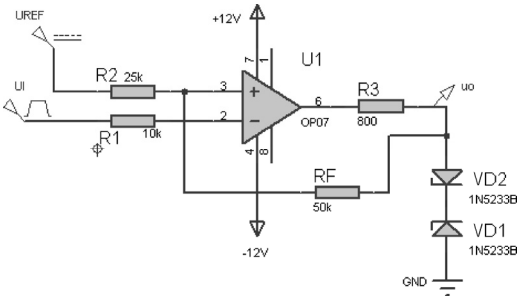


图 6-43 反相输入迟滞比较器仿真电路

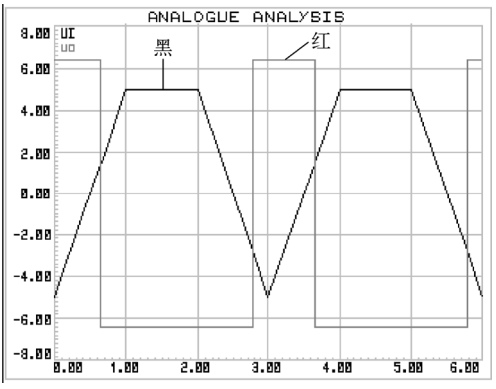


图 6-44 反相输入迟滞比较器输入/输出电压关系图

现在计算一下理论门限电平 U_{THH}、U_{THL} 和回差 ΔU 是多少。根据求门限电平 U_{THH}、U_{THL} 和回差 ΔU 的公式，将 R_2=25kΩ，R_F=50kΩ，U_{OH}=6.5V，U_{OL}=−6.5V，U_{REF}=−1V 代入，得

$$U_{THH}=\frac{R_F}{R_2+R_F}U_{RFE}+\frac{R_2}{R_2+R_F}U_{OH}=\frac{50}{75}\times(-1)+\frac{25}{75}\times6.5=1.5\text{V}$$

$$U_{THL}=\frac{R_F}{R_2+R_F}U_{RFE}+\frac{R_2}{R_2+R_F}U_{OL}=\frac{50}{75}\times(-1)+\frac{25}{75}\times(-6.5)=-2.8\text{V}$$

$$\Delta U=U_{THH}-U_{THL}=\frac{R_2}{R_2+R_F}(U_{OH}-U_{OL})=4.3\text{V}$$

可见，理论计算的门限电平 U_{THH}、U_{THL} 和回差 ΔU 的数值和实测结果是比较吻合的。

改变给 U_{REF} 输入的直流电压信号的幅度，重新仿真，发现门限电平 U_{THH}、U_{THL} 会改变，但回差 ΔU 不变。而要改变门限电平 U_{THH}、U_{THL} 就必须改变 R_2、R_F 或 U_{OH}、U_{OL}。

2. 同相输入迟滞比较器

【例 6.12】 图 6-45 所示为同相输入迟滞比较器仿真电路，已知，图中所用集成运算放大器是 OP07，电源电压为±12V，集成运算放大器的反相输入端通过电阻 R_1 接输入电压信号 U_{REF}，同相输入端通过电阻 R_2 接参考电压信号 U_I。输出端先串接一个限流电阻 R_3，再接两个背靠背的稳压管 VD_1 和 VD_2 到地，在 u_o 处观察输出信号。在 u_o 处接一电阻 R_F，其另一端连到同相输入端。R_1=10kΩ，R_2=25kΩ，R_F=50kΩ，求同相输入迟滞比较器的输出。

解：给 U_{REF} 输入一幅度为-1V 的直流电压信号，给 U_I 输入一个在-5V 和+5V 之间变化的脉冲电压信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的输入/输出电压关系图，如图 6-46 所示。由图可见，图中的黑线是输入信号 U_I，它是在-5V 和+5V 之间变化的脉冲电压信号，是一种梯形波形。红线是输出信号 u_o，它是一种逻辑电平信号，不是高电平就是低电平。逻辑电平高到低或低到高取决于输入信号的电压幅度。我们发现，图中在上升沿以+1.8V 为界，凡是输入信号高于+1.8V 的，输出为高电平，否则便是低电平。下降沿以-4.8V 为界，凡是输入信号低于-4.8V 的，输出为低电平，否则便是高电平。也就是说上升沿的门限电平 U_{THH}≈+1.8V，下降沿的门限电平 U_{THL}≈-4.8V，回差 $\Delta U=U_{THH}-U_{THL}$=+6.6V。

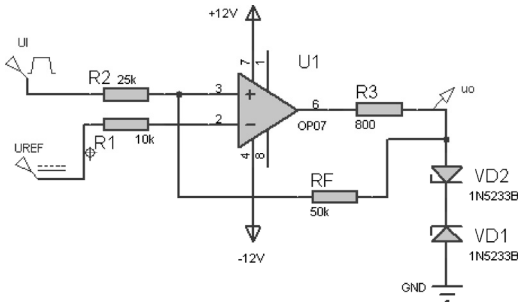


图 6-45　同相输入迟滞比较器仿真电路

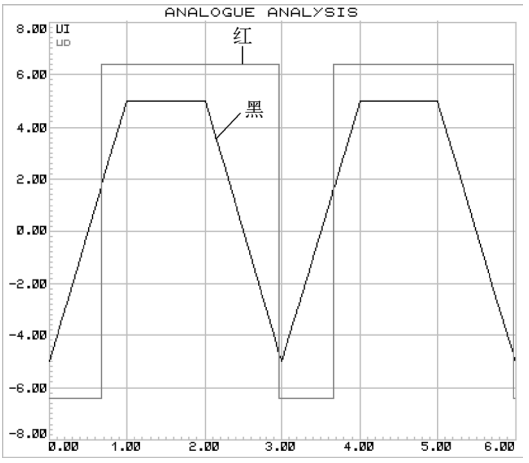


图 6-46　同相输入迟滞比较器输入/输出电压关系图

现在计算一下理论门限电平 U_{THH}、U_{THL} 和回差 ΔU 是多少？根据求门限电平 U_{THH}、U_{THL} 和回差 ΔU 的公式，将 R_2=25kΩ，R_F=50kΩ，U_{OH}=6.5V，U_{OL}=-6.5V，U_{REF}=-1V 代入，得

$$U_{THH}=\frac{R_2}{R_2+R_F}U_{REF}-\frac{R_2}{R_F}U_{OL}=\left(1+\frac{25}{50}\right)\times(-1)-\frac{25}{50}\times(-6.5)=1.75\text{V}$$

$$U_{THL}=\frac{R_2}{R_2+R_F}U_{REF}-\frac{R_2}{R_F}U_{OH}=\left(1+\frac{25}{50}\right)\times(-1)-\frac{25}{50}\times 6.5=-4.75\text{V}$$

$$\Delta U=\frac{R_2}{R_F}(U_{OH}-U_{OL})=\frac{25}{50}[6.5-(-6.5)]=+6.5\text{V}$$

可见，理论计算的门限电平U_{THH}、U_{THL}和回差ΔU的数值和实测结果是比较吻合的。

6.3 集成电压比较器

电压比较器的输入为模拟电压量，而输出要么是高电平，要么是低电平，即数字量。电压比较器是模拟电路和数字电路之间的过渡电路。

专用的集成电路电压比较器比起由集成运算放大器构成的电压比较器有以下优点：

（1）集成电压比较器一般无须外接元件，其输出电平就可以直接与 TTL 数字电路相配合。

（2）与同价格的集成运算放大器相比，集成电压比较器响应速度更快。

（3）有的集成电压比较器具有选通端。

（4）由于集成电压比较器主要用于电压比较而不是放大，因此它的开环电压放大倍数不太高，共模抑制比也不太高，输入失调电压、输入失调电流及其漂移均较大，它不适用于放大。

（5）集成电压比较器价格低廉。

以下介绍几种专用的集成电路电压比较器用法。

6.3.1 集成电压比较器 LM2901

LM2901 是一种集成电路电压比较器，四比较器，既可双电源（±15V）工作，又可单电源（+36V）工作。其引脚排列如图 6-47 所示。

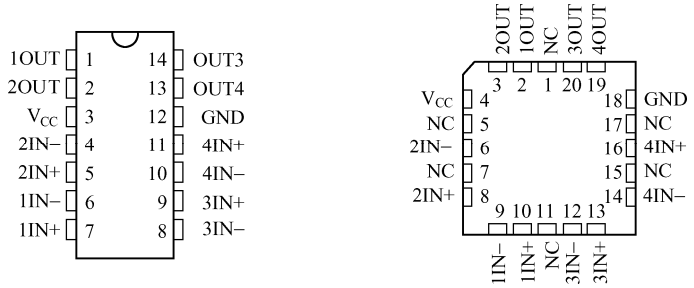


图 6-47 LM2901 的引脚排列

LM139、LM239、LM339 和 LM2901 这四个型号的唯一差别是芯片对环境温度的适应性不同，LM139 是-55～+125℃，LM239 是-25～+125℃，LM339 是 0～+70℃，LM2901 是-40～+85℃。

【例 6.13】 用 LM2901 构成的单限电压比较器仿真电路如图 6-48 所示。已知，电路使用单电源工作，电源电压为+5V。LM2901 比较器的同相输入端经过一个电阻 R_2 接输入信号 U_I，电阻 R_3 和 R_4 串联后一头接电源，一头接地，构成一个分压电路，反相输入端接在两电阻之间。电阻 R_1 一头接输出，一头接电源。输出端接两个背靠背的稳压管 VD_1 和 VD_2 到地，在 OUT 处观察输出信号。求单限电压比较器的输出。

解：给输入电压 U_I 输入幅度为 2V 并被抬高 2V 的交流电压（信号没有负值），用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的输入/输出电压关系图，如图 6-49 所示。由图可见，图中的黑线是输入信号 U_I，它是在 0V 和+4V 之间变化的交流电压信号。红线是输出信号 U_O，它是一种由高低电平构成的矩形波。我们发现，图中不管输入信号是在上升时还是下降时均以+2.5V 为界，凡是输入信号高于+2.5V 的，输出为高电平，否则便是低电平。也就是说阈值电压为+2.5V。

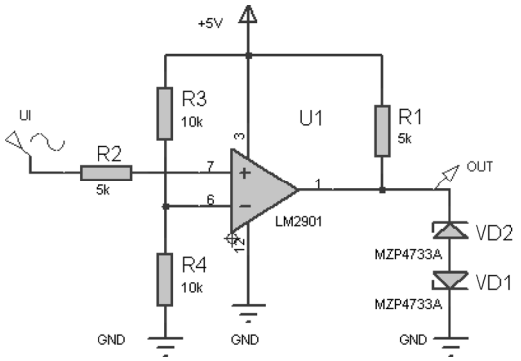


图 6-48　用 LM2901 构成的单限电压比较器仿真电路

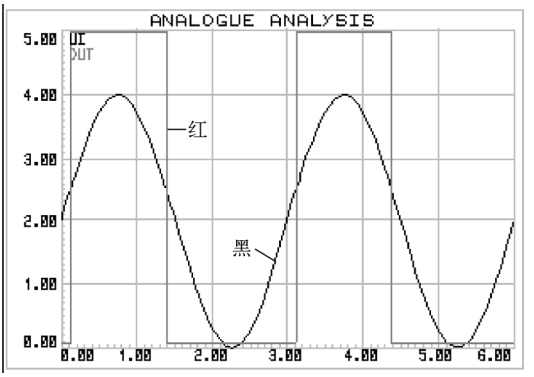


图 6-49　用 LM2901 构成的单限电压比较器输入/输出电压关系图

现在我们看图中反相输入端的电压是多少？根据直流电路的欧姆定律，电压值应为 $\frac{R_3}{R_3+R_4}V_{CC}=\frac{10}{20}\times5=+2.5\text{V}$，可见，理论计算阈值电压和图形仿真时的阈值电压是完全吻合的。

6.3.2　单双电源、低功耗、超快、精密 TTL 比较器 MAX913

MAX913 是一种由美国美信（MAXIM）公司推出的单双电源、低功耗、超快、精密 TTL 比较器。电源电压，单电源+5V，双电源±5V。其引脚排列如图 6-50 所示。

1 引脚：正电源 V+；
2 引脚：同相输入 IN+；
3 引脚：反相输入 IN−；
4 引脚：负电源 V−；
5 引脚：锁存使能 LE；
6 引脚：地 GND；
7 引脚：输出 Q；
8 引脚：输出 $\overline{Q}$。

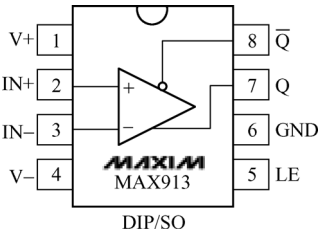


图 6-50　MAX913 的引脚排列

MAX912 和 MAX913 这两个型号的差别是：MAX912 是双路的，MAX913 是单路的。

【例 6.14】 用 MAX913 构成的单限电压比较器仿真电路如图 6-51 所示，已知电路的电源电压±5V，比较器的同相输入端经过一个电阻 R_2 接输入信号 U_I，比较器的反相输入端经过一个电阻 R_1 接参考电压输入端 U_{REF}，在 MAX913 的 7 引脚（Q）和 8 引脚（$\overline{Q}$）

上观察输出信号。求单限电压比较器的输出。

解：给输入电压 U_I 输入幅度为 9V 的直流电压，给参考电压输入端 U_{REF} 输入幅度为 3V 的直流电压，用 Proteus 的交互仿真功能，可以测出电路的输出电压，如图 6-51 所示。由图可见，图中接在 7 引脚上的虚拟电压表显示+5.00V，接在 8 引脚上的虚拟电压表显示+0.00V。给输入电压 U_I 输入幅度为 1V 的直流电压，给参考电压输入端 U_{REF} 仍输入幅度为 3V 的直流电压，重新仿真一次，接在 7 引脚上的虚拟电压表显示+0.00V，接在 8 引脚上的虚拟电压表显示+5.00V，如图 6-52 所示。这说明当输入本电路 U_I 引脚的电压大于+3V 的参考电压时，输出 Q 为高电平（+5.00V）；当输入 U_I 引脚的电压小于+3V 的参考电压时，输出 Q 为低电平（+0.00V），$\overline{Q}$ 端则出现与 Q 端相反的电平。

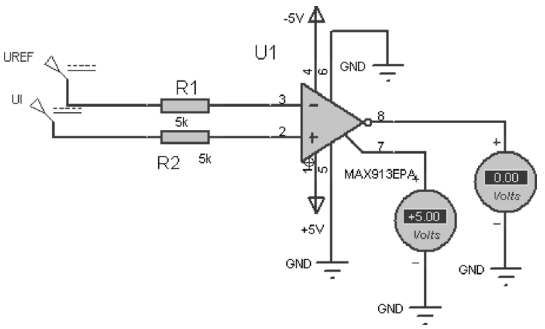


图 6-51 用 MAX913 构成的单限电压比较器仿真电路

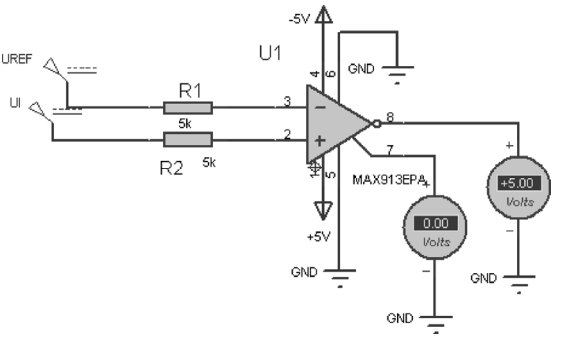


图 6-52 用 MAX913 构成的单限电压比较器测试结果

6.3.3 超低功耗、单双电源电压比较器 MAX921

MAX921 是一种集成超低功耗电压比较器，既可双电源（±1.25～±5.5V）工作，又可单电源（+2.5～+11V）工作。其引脚排列如图 6-53 所示。

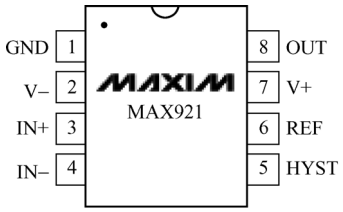


图 6-53 MAX921 的引脚排列

1 引脚：地 GND；
2 引脚：负电源 V−；
3 引脚：同相输入 IN+；
4 引脚：反相输入 IN−；
5 引脚：迟滞引脚 HYST；
6 引脚：REF；
7 引脚：正电源 V+；
8 引脚：输出 OUT；

MAX921、MAX922、MAX923 和 MAX924 这四个型号的差别是: MAX921 是单通道比较器；MAX922、MAX923 是双通道比较器；MAX924 是四通道比较器。MAX921、MAX922、MAX923 芯片为 8 引脚；MAX924 芯片为 16 引脚。此外，四个芯片还有一些其他区别。

【例 6.15】 用 MAX921 构成的电压比较器仿真电路如图 6-54 所示。已知，电源电压为±5V，MAX921 的 1 引脚接地，5 引脚和 6 引脚连接到一起。比较器的同相输入端经过

一个电阻 R_1 接输入信号 U_{RH}，电阻 R_4 和 R_5 串联后一头接电源+12V，一头接地，构成一个分压电路，比较器的反相输入端接在两电阻之间。输出端一头接一个电阻 R_2 到+12V，一头接两个背靠背的稳压管 VD_1 和 VD_2 到地，在 MAX921 第 8 脚处观察输出信号。求单限电压比较器的输出。

解：给同相输入端 U_{RH} 输入+9V 的直流电压，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出电压，如图 6-54 所示。由图可见，图中 MAX921 的输出电压为+5.99V。

给同相输入端 U_{RH} 输入+3V 的直流电压，重新仿真，可以测出电路的输出电压，如图 6-55 所示。由图可见，图中 MAX921 的输出电压为+0.00V。再给 U_{RH} 输入其他不同的直流电压，一一测出结果，归纳后可得出如下的结论：当 U_{RH} 端的输入电压高于 6V（分压点的电压）时，MAX921 输出高电平；当 U_{RH} 端的电压低于 6V 时，MAX921 输出低电平。

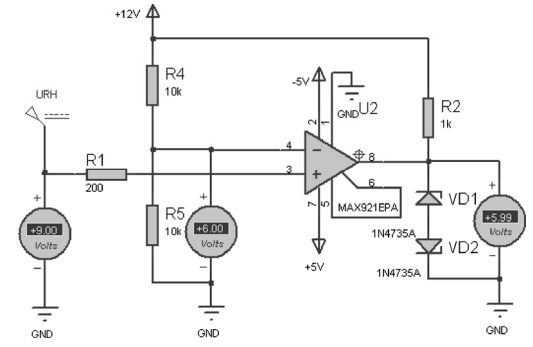


图 6-54　用 MAX921 构成的电压比较器仿真电路

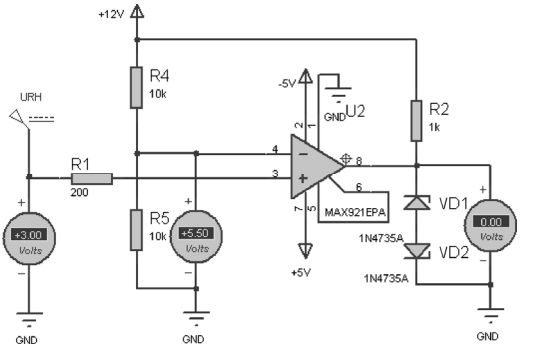


图 6-55　用 MAX921 构成的电压比较器测试结果

6.3.4　低成本、低功耗电压比较器 MAX9203

MAX9203 是一种集成低成本、低功耗电压比较器，既可双电源（±5.5V）工作，又可单电源（+5V～+10V）工作。其引脚排列如图 6-56 所示。

1 引脚：正模拟电源 V_{CC}；

2 引脚：同相输入 IN+；

3 引脚：反相输入 IN−；

4 引脚：负模拟电源和基板 V_{EE}；

5 引脚：锁存输入 LATCH；

6 引脚：地 GND；

7 引脚：输出 OUT；

8 引脚：正数字电源 V_{DD}。

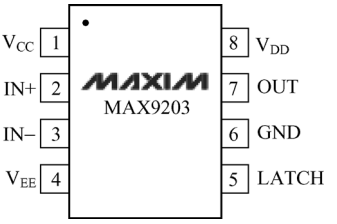


图 6-56　MAX9203 的引脚排列

MAX9201、MAX9202 和 MAX9203 三个型号依次是四通道、双通道和单通道电压比较器。

【例 6.16】 用 MAX9203 构成的电压比较器仿真电路如图 6-57 所示。已知，电源电压为 ± 5V，MAX9203 的 6 引脚接地。比较器的同相输入端经过一个电阻 R_1 接输入信号 U_{RH}，电阻 R_4 和 R_5 串联后一头接电源+12V，一头接地，构成一个分压电路，比较器的反相

输入端接在两电阻之间。输出端一头接一个电阻 R_2 到+12V，一头接两个背靠背的稳压管 VD_1 和 VD_2 到地，在 MAX9203 的 7 引脚观察输出信号。求单限电压比较器的输出。

解：给同相输入端 U_{RH} 输入+9V 的直流电压，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出电压，如图 6-57 所示。由图可见，图中 MAX9203 的输出电压为+5.03V。

给同相输入端 U_{RH} 输入+1V 的直流电压，重新仿真，可以测出电路的输出电压，如图 6-58 所示。由图可见，图中 MAX9203 的输出电压为+0.20V。再给 U_{RH} 输入其他不同的直流电压，一一测出结果，归纳后可得出如下结论：当 U_{RH} 端的输入电压高于 6V（分压点的电压）时，MAX9203 输出高电平；当 U_{RH} 端的电压低于 6V 时，MAX9203 输出低电平。

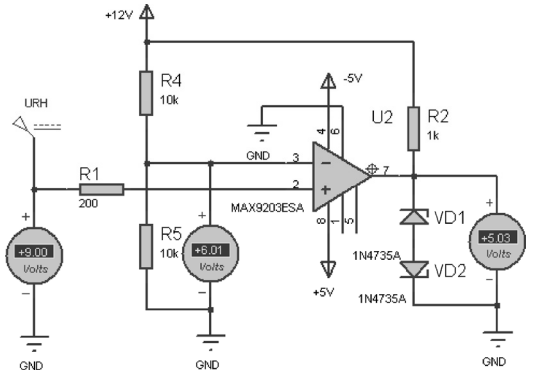


图 6-57 用 MAX9203 构成的电压比较器仿真电路

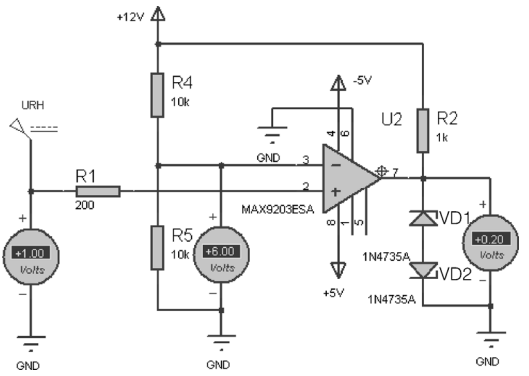


图 6-58 用 MAX9203 构成的电压比较器测试结果



（1）电压比较器的作用是将模拟输入电压与参考电压进行比较，并将比较的结果以数字量的形式输出。由于比较器的输出只有两种可能的状态——高电平和低电平，或叫 1 和 0，因此可以认为，电压比较器是模拟电路和数字电路的“接口”或“桥梁”。

（2）根据电压比较器的门限电平和传输特性来分类，常用的电压比较器可分三类，它们是单限电压比较器、双限电压比较器和迟滞比较器。

（3）单限电压比较器又可分为过零比较器和阈值比较器（又称一般单限电压比较器）。只有一个阈值电压的比较器称为单限电压比较器，如果该阈值电压值是 0V，那就是过零比较器。阈值电压不为零的比较器称为阈值比较器。阈值比较器（或一般单限电压比较器）又可分为差分式阈值比较器和求和式阈值比较器。

（4）有两个阈值电压的比较器称为双限电压比较器，双限电压比较器包括窗口比较器和三态比较器。窗口比较器是指：当输入电压值处于两门限电平之间时，输出为某一电平；当输入电压值处于两门限电压以外时，输出为另一电平。窗口比较器分为单运算放大器窗口比较器和双运算放大器窗口比较器。能输出正电位、零电位和负电位三种状态的比较器，称为三态比较器。三态比较器分为单运算放大器三态比较器和双运算放大器三态比较器。

（5）当输入电压向单方向变化时，输出电压跃变两次。具有迟滞特性的比较器称为迟滞比较器。迟滞比较器也有两个阈值电压。迟滞比较器分反相输入迟滞比较器和同相输入迟滞比较器两种。

（6）电压比较器可以由集成运算放大器构成，也有现成的集成电路电压比较器。

（7）电压比较器广泛应用于自动控制和测量系统中，用以实现越限报警、A/D 转换以及诸如矩形波、锯齿波等各种非正弦波的产生和变换等。

第 7 章　波形发生电路

在模拟电子电路中，经常需要将各种波形信号（如正弦波、矩形波、三角波和锯齿波等）作为测试信号和控制信号。

产生波形信号的方法有两种，一种是用普通的信号发生电路来产生，如用自激多谐振荡器、石英晶体振荡器或 555 定时器产生；另一种是用集成运算放大器及其外围电路来产生。

本章将讨论用集成运算放大器产生波形信号的方法。若要产生波形信号，必须要有振荡电路。振荡电路是一种不需要外接输入信号就能输出具有一定频率、幅度和波形的输出信号的电路。按振荡波形的不同可将振荡电路分为正弦波振荡电路和非正弦波振荡电路两种。

7.1　正弦波发生电路

正弦波发生器类型很多，有反馈式正弦波发生器，有积分式正弦波发生器，还有把方波或三角波通过低通滤波器的正弦波发生器。

7.1.1　反馈式正弦波发生器

反馈式正弦波振荡电路有两种类型，即 RC 正弦波振荡电路和 LC 正弦波振荡电路。

正弦波振荡器又称反馈式正弦信号发生电路，基本上是由放大电路、反馈网络、选频网络以及稳幅环节组成的，如图 7-1 所示。

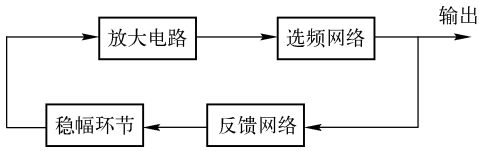


图 7-1　正弦波振荡器结构方框图

1．正弦波振荡电路的组成及其作用

【放大电路】具有信号放大作用，并通过电源供给能量。

【反馈网络】其作用是形成正反馈，满足相位平衡条件。

【选频网络】选择某一个频率的信号并使其满足振荡条件，从而形成单一频率的正弦波振荡。

【稳幅环节】使输出信号的幅度稳定，改善波形。振荡电路的稳幅环节通常是通过负反馈来实现的。

2．正弦波振荡器的振荡条件

这里所谓的振荡，是指电路自行建立振荡，即电路产生自激，从而产生持续的振荡，由直流电生成交流电信号。

【相位条件】指从输出端反馈到输入端的反馈电压相位与原输入电压同相，即引入正反馈。

【振幅条件】指当闭环放大倍数大于 1 时，电路可以产生振荡。在临界振荡状态时，其闭环放大倍数等于 1。

在接通电源并满足振荡条件后，正弦波振荡器将自行起振（自激），最后趋于稳定平衡状态。

在实际应用中，正弦波振荡器都是遵循相位条件和振幅条件来设计的。振荡电路的分析也是依据这两个条件进行的。进行故障分析时，首先要判断起放大作用的元器件是否正常工作（判断振幅条件），然后判断选频电路是否正常工作（判断相位条件）。

3．正弦波振荡电路的分类

正弦波振荡电路可分为 RC 振荡电路和 LC 振荡电路两类。

【RC 振荡电路】选频网络由 R、C 元件组成。RC 振荡电路工作频率较低，一般工作在 1Hz～1MHz，常用于低频电子设备中。

【LC 振荡电路】选频网络由 L、C 元件组成。LC 振荡电路工作频率较高，一般工作在 1MHz 以上，常用于高频电子电路和设备中。

1）RC 正弦波振荡电路　实用的 RC 正弦波振荡电路有多种，典型的是 RC 桥式正弦波振荡电路，其电路结构与电桥相似，由德国物理学家 Max Wien 设计，因此又称为文氏桥振荡电路。RC 桥式正弦波振荡电路结构简单，起振容易，频率调节方便，适用于低频振荡场合，振荡频率一般为 10～100kHz。

（1）RC 桥式正弦波振荡电路。RC 桥式正弦波振荡电路如图 7-2 所示。其中集成运算放大器 A 作为放大电路，RC 串并联网络是选频网络。R_F 和 R' 支路引入一个负反馈。由图可见，RC 串并联网络中的串联支路和并联支路，以及负反馈支路中的 R_F 和 R'，正好组成一个电桥的 4 个臂，这种电路又称为文氏桥振荡电路。

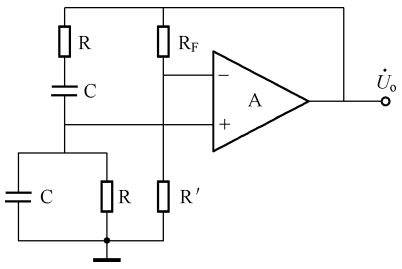


图 7-2　RC 桥式正弦波振荡电路

RC 桥式正弦波振荡电路的振荡频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \tag{7-1}$$

振荡电路的起振条件为

$$R_F > 2R' \tag{7-2}$$

由于 RC 桥式正弦波振荡电路的振荡频率与 R、C 的乘积成反比，如果要产生振荡频率更高的正弦波信号，势必要求电阻和/或电容的值更小，这在电路的实现上将产生较大的困

难。因此，RC 振荡器常用于产生数 Hz～数百 kHz 的低频信号。若要产生更高频率的信号，应考虑采用 LC 正弦波振荡电路。

（2）RC 桥式正弦波振荡电路的应用。

【例 7.1】 由集成运算放大器 LM358 构成的 RC 桥式正弦波振荡电路如图 7-3 所示。电路中的 R_1、R_2、C_1 和 C_2 组成 RC 串并联网络，R_1=R_2=20kΩ，C_1=C_2=0.015μF；由 R′和 R_F 组成负反馈电路。R_F 回路串联的两个并接的二极管 VD_1 和 VD_2，其作用是使输出信号 u_O 的电压更稳定。图 7-4 所示的是例 7-1 的 Proteus 的仿真电路。

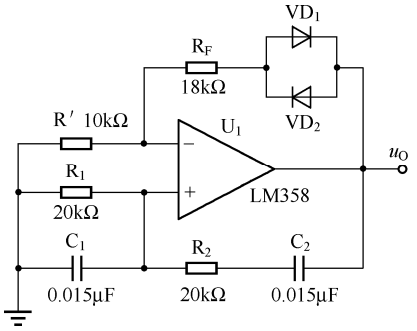


图 7-3 由集成运算放大器 LM358 构成的 RC 桥式正弦波振荡电路

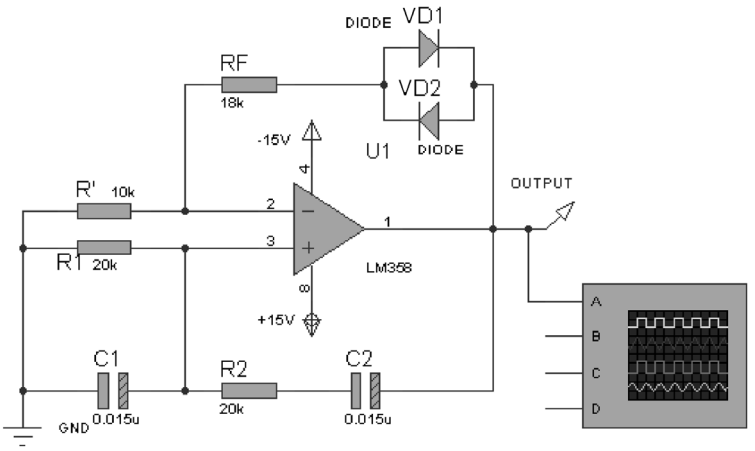


图 7-4 例 7-1 的 Proteus 的仿真电路

用 Proteus 交互仿真功能可以得到 RC 桥式正弦波振荡电路的输出波形，如图 7-5 所示。图中呈现的是一种略有失真的正弦波。正弦波的幅度高于 20V，正弦波的周期约为 2ms，换算成频率约为 500Hz。

现在，我们看一下理论计算的 RC 桥式正弦波振荡电路的频率数值是多少。

根据式（7-1）可知

$$f_0=\frac{1}{2\pi RC}=\frac{1}{2\pi\times 20\text{k}\Omega\times 0.015\mu\text{F}}\approx 531\text{Hz}$$

与前面的实测结果比较，可以看出理论计算的 RC 桥式正弦波振荡电路的频率数值与实

测值相差不是太大。

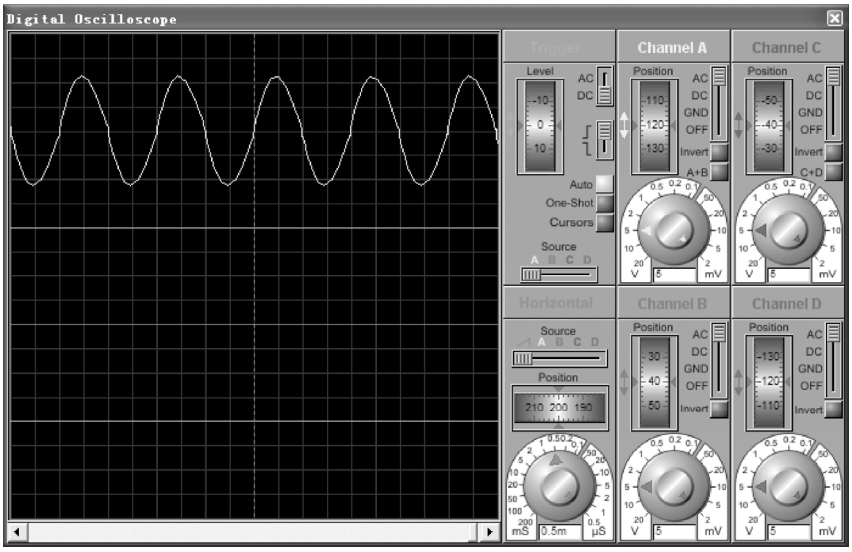


图 7-5　RC 桥式正弦波振荡电路的输出波形

2）LC 正弦波振荡电路　LC 正弦波振荡电路主要用来产生 1MHz 以上的高频振荡信号。常用的 LC 正弦波振荡电路有变压器反馈式 LC 正弦波振荡电路、电感三点式 LC 正弦波振荡电路和电容三点式 LC 正弦波振荡电路三种。它们的共同特点是用 LC 谐振回路作为选频网络，而且通常采用 LC 并联谐振回路。

LC 正弦波振荡电路与 RC 桥式正弦波振荡电路的组成原则是相似的，只是选频网络采用的是 LC 电路。

LC 正弦波振荡电路的振荡频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{7-3}$$

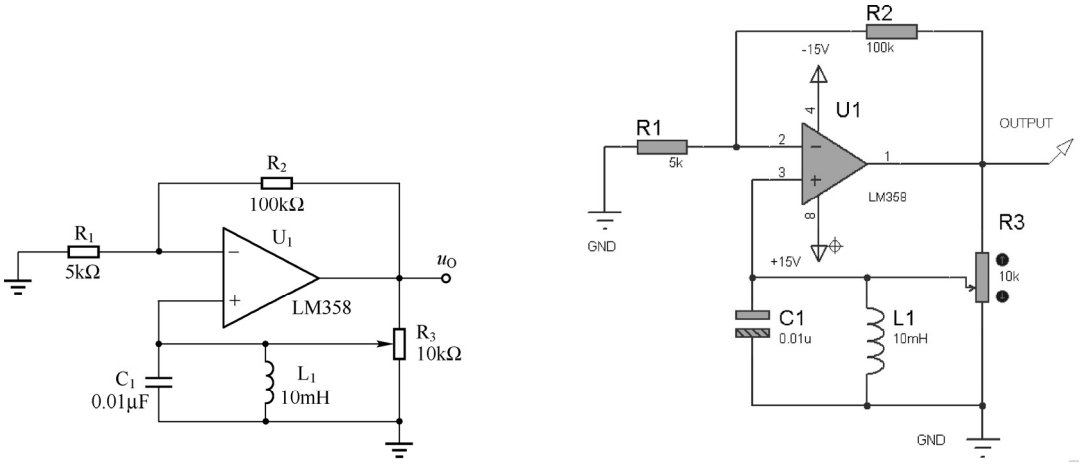
【例 7.2】 由集成运算放大器 LM358 构成的 LC 正弦波振荡电路如图 7-6（a）所示。电路中的 L_1、C_1 组成选频网络，电位器 R_3 的上面部分构成正反馈通道。R_1=5kΩ，R_2=100kΩ，R_3=10kΩ，C_1=0.01μF，L_1=10mH。

图 7-6（b）所示是例 7-2 的 Proteus 的仿真电路。用 Proteus 交互仿真功能可以得到 LC 正弦波振荡电路的输出波形，如图 7-7 所示。图中呈现的是一种接近三角波的波形。波形的幅度高于 20V，波形的周期约为 110μs，换算成频率约为 9kHz。

现在分析理论计算的 LC 正弦波振荡电路的振荡频率数值。根据式（7-3）可知

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{10\text{mH} \times 0.01\mu\text{F}}} \approx 15.9\text{kHz}$$

与前面的实测结果比较，可见理论计算的 LC 正弦波振荡电路的振荡频率数值与实测值相差不小。



（a）电路　　（b）仿真电路

图 7-6　由集成运算放大器 LM358 构成的 LC 正弦波振荡电路

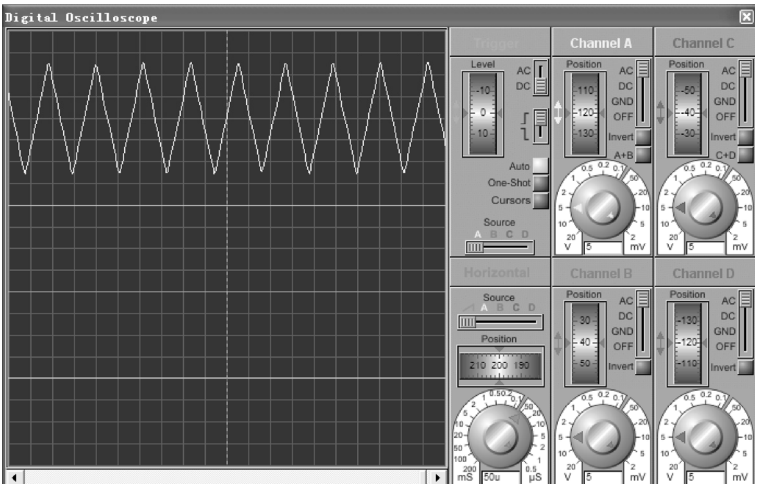


图 7-7　LC 正弦波振荡电路的输出波形

7.1.2　积分式正弦波发生器

积分式正弦波振荡器是采用模拟解方程的电路直接产生正弦波。它的基本原理和反馈式发生器不同。

由于正弦振荡

$$U_{\mathrm{O}}=U_{\mathrm{m}}\sin(\omega_0 t+\varphi) \tag{7-4}$$

可以看作是二阶微分方程

$$\frac{\mathrm{d}^2U_{\mathrm{O}}}{\mathrm{d}t^2}+\omega_0{}^2U_{\mathrm{O}}=0 \tag{7-5}$$

的解，因此凡是能模拟求解上列二阶微分方程的电路都能产生正弦信号。

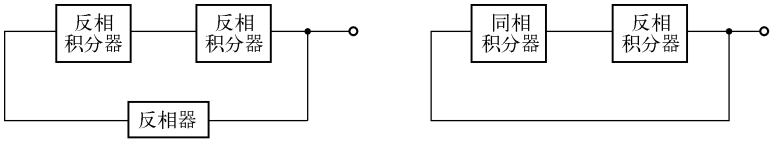
解上列微分方程的最简方法是模拟积分法，因为对上列微分方程积分一次，得

$$\frac{\mathrm{d}U_{\mathrm{O}}}{\mathrm{d}t}=-\omega_0^2\int U_{\mathrm{O}}\mathrm{d}t$$

再积分一次就得

$$U_{\mathrm{O}}=-\omega_0^2\int\left(\int U_{\mathrm{O}}\mathrm{d}t\right)\mathrm{d}t$$

从上式可知，连续积分两次，并反相一次，便可得到$U_{\mathrm{O}}=U_{\mathrm{m}}\sin\omega_0 t$。以此原理积分式正弦波发生器的组成方框图如图 7-8 所示。对于图 7-8（a）所示电路，由于两次积分都为反相积分，故电路中多一级反相器；图 7-8（b）则由一级同相积分器和另一级反相积分器组成。



（a）两个反相积分器加一个反相器　　（b）一个反相积分器和一个同相积分器

图 7-8　积分式正弦波发生器的组成方框图

如图 7-9 所示的电路是按图 7-8（a）的原理形成的电路，A_1、A_2 为相同的两个反相积分器，其配套的电阻、电容分别为 R_1、C_1、R_2、C_2。反相积分器的输入分别取自电位器 R_{W1}、R_{W2}，它们的分压系数分别为 $\alpha_{\mathrm{W1}}=\dfrac{R'_{\mathrm{W1}}}{R_{\mathrm{W1}}}$，$\alpha_{\mathrm{W2}}=\dfrac{R'_{\mathrm{W2}}}{R_{\mathrm{W2}}}$。显然，$U_{\mathrm{i1}}=\alpha_{\mathrm{W1}}U_{\mathrm{o3}}$，$U_{\mathrm{i2}}=\alpha_{\mathrm{w2}}U_{\mathrm{o1}}$。$A_3$ 为反相器，$R_{\mathrm{F3}}=R_{13}=R_3$，$U_{\mathrm{o3}}=-U_{\mathrm{O}}$，

$$U_{\mathrm{o1}}=-\frac{1}{R_1C_1}\int U_{\mathrm{i1}}\mathrm{d}t$$

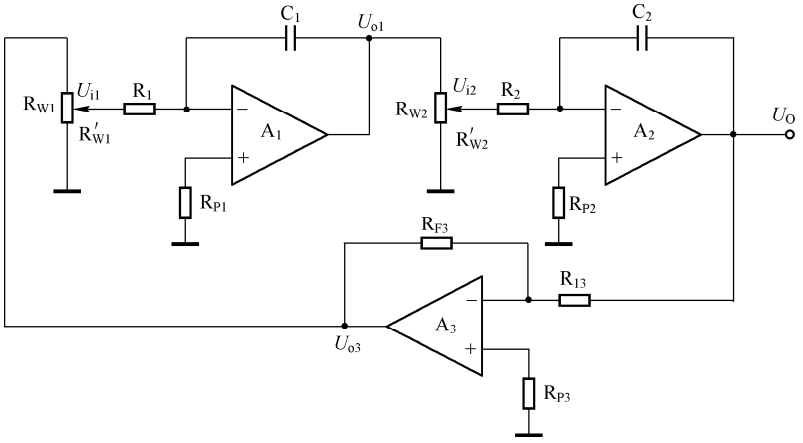


图 7-9　积分式正弦波发生电路（1）

式中$U_{\mathrm{i1}}=\alpha_{\mathrm{W1}}U_{\mathrm{o3}}$，则上式为

$$U_{o1}=-\frac{1}{R_1C_1}\int\alpha_{W1}U_{o3}\mathrm{d}t=-\frac{\alpha_{W1}}{R_1C_1}\int U_{o3}\mathrm{d}t$$

$$U_O=-\frac{1}{R_2C_2}\int U_{i2}\mathrm{d}t$$

式中$U_{i2}=\alpha_{W2}U_{o1}$，则上式为

$$U_O=-\frac{1}{R_2C_2}\int\alpha_{W2}U_{o1}\mathrm{d}t=\frac{-\alpha_{W1}\alpha_{W2}}{R_1C_1R_2C_2}\iint U_O\,\mathrm{d}t \tag{7-6}$$

对上式两次积分得

$$\frac{\mathrm{d}^2U_O}{\mathrm{d}t^2}=-\frac{\alpha_{W1}\alpha_{W2}}{R_1C_1R_2C_2}$$

$$\frac{\mathrm{d}^2U_O}{\mathrm{d}t^2}+\frac{\alpha_{W1}\alpha_{W2}}{R_1C_1R_2C_2}=0 \tag{7-7}$$

上式的解就是电路的输出，即

$$U_O=U_m\sin\omega_0t$$

与式（7-4）及式（7-5）比较，振荡频率为

$$\omega_0=\frac{\sqrt{\alpha_{W1}\alpha_{W2}}}{\sqrt{R_1C_1R_2C_2}}$$

即

$$f_0=\frac{\sqrt{\alpha_{W1}\alpha_{W2}}}{2\pi\sqrt{R_1C_1R_2C_2}} \tag{7-8}$$

可以通过调节α_{W1}、α_{W2}即电位器R_{W1}、R_{W2}和R_1、C_1、R_2、C_2来调节发生器的频率。为了调节方便，通常取R_1=R_2=R，C_1=C_2=C，$R_{W1}=R_{W2}=R_W$，即$\alpha_{W1}=\alpha_{W2}=\alpha_W$。

$$f_0=\frac{\alpha_W}{2\pi RC} \tag{7-9}$$

R_{W1}与R_{W2}用阻值相同的同轴电位器联动调节，用以频率细调，用波段开关换接 R 或 C 进行频率粗调。

如果$U_O=U_m\sin\omega_0t$，则$U_{o1}=\frac{\alpha_1}{R_1C_1}\int U_O\mathrm{d}t=U_{2m}\cos\omega_0t$，即$U_{o1}$和$U_O$相位差 90°，第一级的输出和第二级的输出相位差 90°。该类发生器可以从 A_1 输出，也可以从 A_2 输出，且相位差 90°，因此积分式正弦波发生器又称为正交正弦波发生器。

如图 7-10 所示是用一个反相积分器和一个同相积分器组成的积分式正弦波发生电路，电路中 A_1 是同相积分器，A_2 是反相积分器。

可推得

$$U_O=-\frac{2}{R_1C_1R_2C_2}\iint U_O\,\mathrm{d}t \tag{7-10}$$

上式对 t 两次积分得

$$\frac{\mathrm{d}^2U_\mathrm{O}}{\mathrm{d}t^2}=-\frac{2}{R_1C_1R_2C_2}U_\mathrm{O}$$

$$\frac{\mathrm{d}^2U_\mathrm{O}}{\mathrm{d}t^2}+\frac{2}{R_1C_1R_2C_2}U_\mathrm{O}=0 \tag{7-11}$$

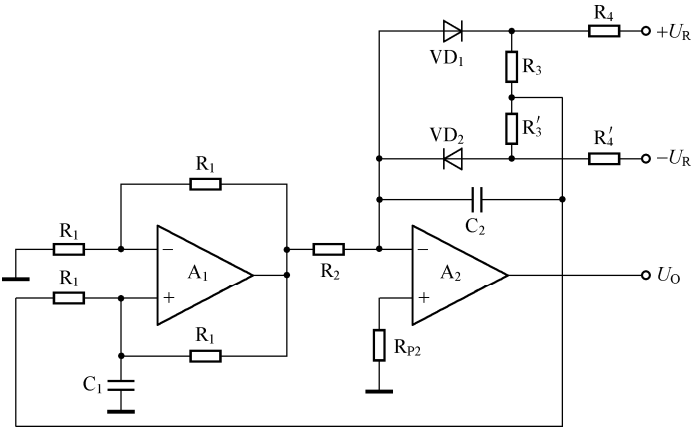


图 7-10　积分式正弦波发生电路（2）

取 R_1=R_2=R，C_1=C_2=C，与式（7-4）及式（7-5）对照得

$$f_0=\frac{2}{2\pi RC} \tag{7-12}$$

为了易于起振，可使 A_1 正反馈回路中的反馈电阻略小于输入回路电阻，以加强正反馈，正反馈越强起振越容易。A_2 电路中还有由 VD_1、VD_2 组成的限幅电路，这种限幅电路的特点是具有“软”的限幅特性，即电路进入限幅电压后，传输系数并不尖锐地减至接近于零，这样可以减小波形失真。

【例 7.3】 由三路集成运算放大器 LM358 构成的积分式正弦波发生电路如图 7-11 所示。图中，电源电压为±15V，R_1=R_2=5kΩ，R_{W1}=R_{W2}=100kΩ，C_1=C_2=0.2μF，R_{F3}=R_3=10kΩ，R_{P1}=R_{P2}=R_{P3}=10kΩ。从 OUTPUT 处的虚拟示波器上看输出信号。

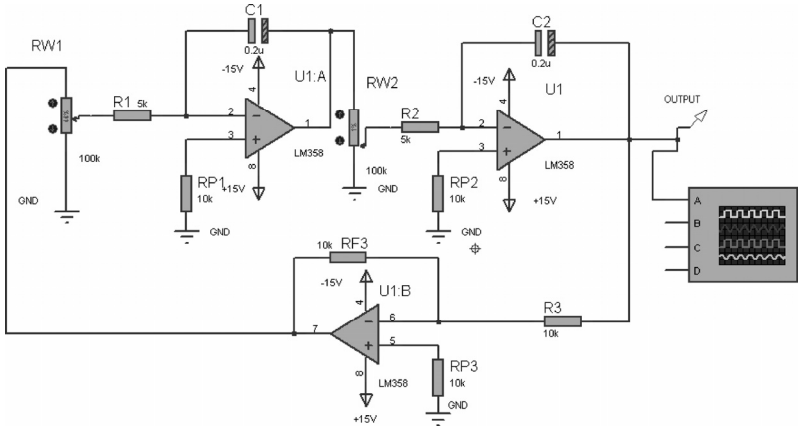


图 7-11　积分式正弦波发生电路

用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路输出的正弦波，如图 7-12 所示。图中虚拟示波器上的第一条线就是输出的正弦波曲线。

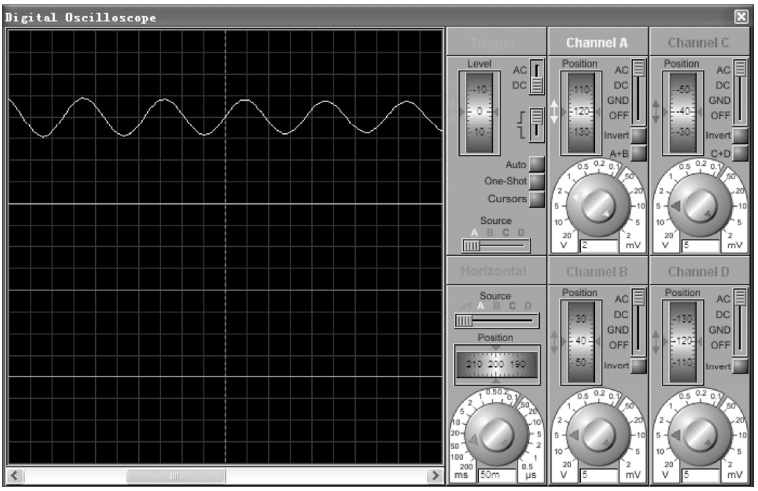


图 7-12　积分式正弦波发生器输出的正弦波

7.1.3　由方波或三角波经低通滤波后形成的正弦波

以上介绍了反馈式正弦波发生器和积分式正弦波发生器，现在介绍另一种正弦波信号发生——由方波或三角波经低通滤波后形成的正弦波。这种由低通滤波产生的正弦波信号发生电路如图 7-13 所示，它由方波、三角波发生器和低通滤波器组成，三个放大器均采用集成运算放大器 μA741，电源电压为 ± 15V。正弦波的频率由 $f=\frac{1}{4RC}\times\frac{R_2}{R_1}$ 确定，电位器 R_2 的作用是调节输出正弦波的频率。

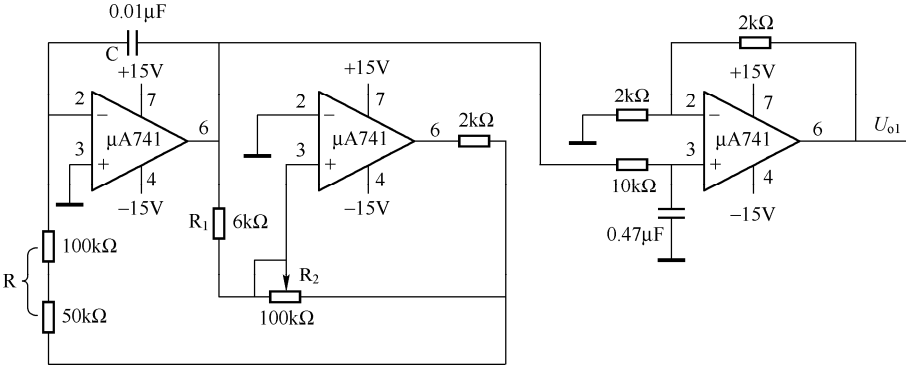


图 7-13　由方波或三角波经低通滤波后形成的正弦波发生电路

【例 7.4】 由方波或三角波经低通滤波后形成的正弦波发生电路 Proteus 图如图 7-14 所示，三个放大器 A_1、A_2 和 A_3 均采用集成运算放大器 μA741，电源电压为 ± 15V。图中，U_0 处输出正弦波，U_1 处输出三角波。虚拟示波器 A 通道、B 通道分别置于 U_0 和 U_1 处。

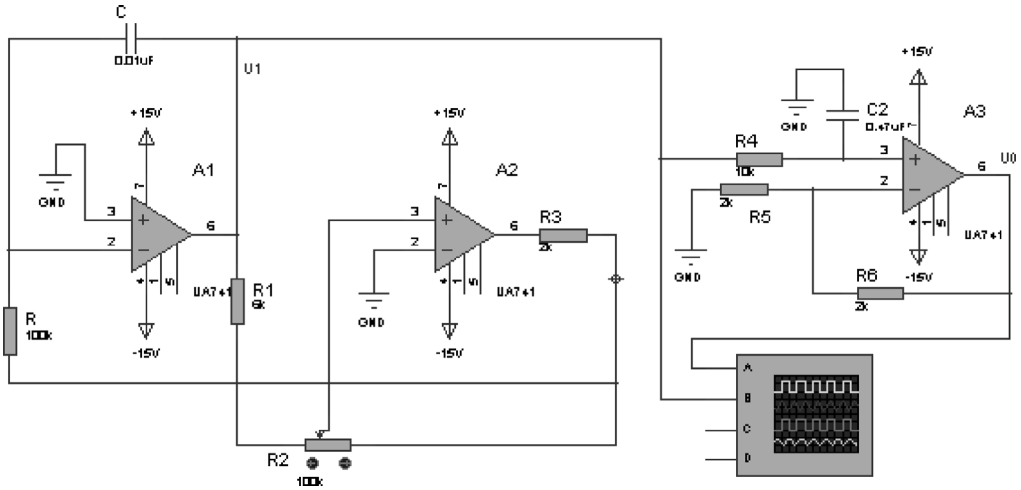


图 7-14　正弦波信号发生电路 Proteus 图

用 Proteus 交互仿真功能，可以绘出电路的输出波形，如图 7-15 所示。图中上面的是 U_0 处所测正弦波，下面的波形是 U_1 处所测三角波。

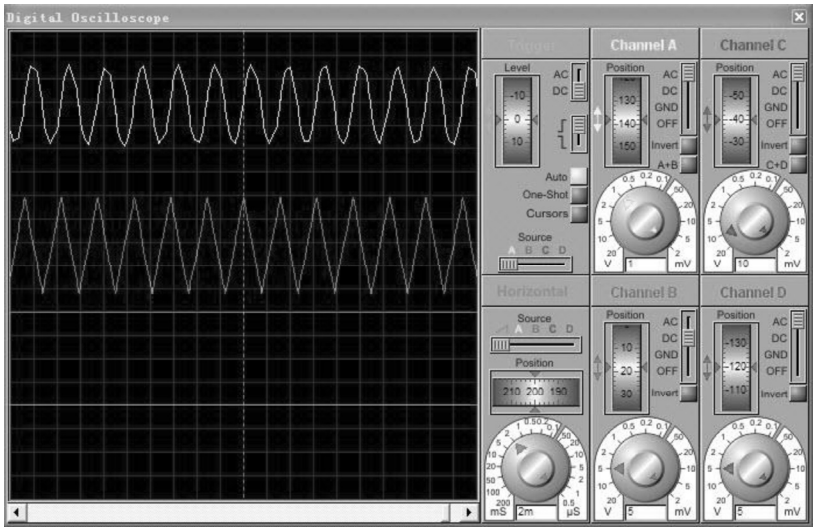


图 7-15　正弦波信号发生器输出波形

注：

该正弦波信号发生电路在 Proteus 8.0 下不易起振，在 Proteus 7.5 下起振容易。

7.2　非正弦波发生电路

非正弦波发生电路常常用于脉冲和数字电路中作为信号源。常见的非正弦波发生电路有矩形波发生电路、三角波发生电路和锯齿波发生电路。

7.2.1 矩形波发生电路

1．RC 积分网络和反相输入迟滞比较器组成的矩形波发生电路

如图 7-16 所示是一个矩形波发生电路。电路实际上由一个迟滞比较器和一个 RC 积分网络组成。其中集成运算放大器 A 和电阻 R_1、R_2 组成迟滞比较器，电阻 R 和电容 C 构成充放电回路，稳压管 VD_Z 和电阻 R_3 的作用是钳位，将迟滞比较器的输出限制在稳压管的稳定电压值$\pm U_Z$。可推得矩形波发生器的振荡周期及频率为

$$T = 2RC\ln\left(1+\frac{2R_1}{R_2}\right)$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2RC\ln\left(1+\frac{2R_1}{R_2}\right)} \qquad (7\text{-}13)$$

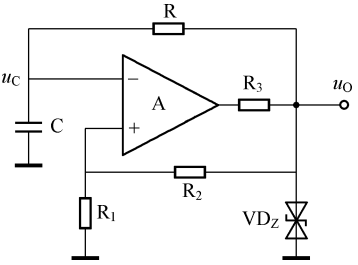


图 7-16 矩形波发生电路

【例 7.5】 图 7-17 所示是一个由 LM358 组成的矩形波发生电路。图中，R_1=3kΩ，R_2=10kΩ，R=10kΩ，C_1=10μF。LM358 所加电压为±15V，从 OUTPUT 处输出波形。图中的虚拟示波器和发光二极管都是为了观看输出波形用的。

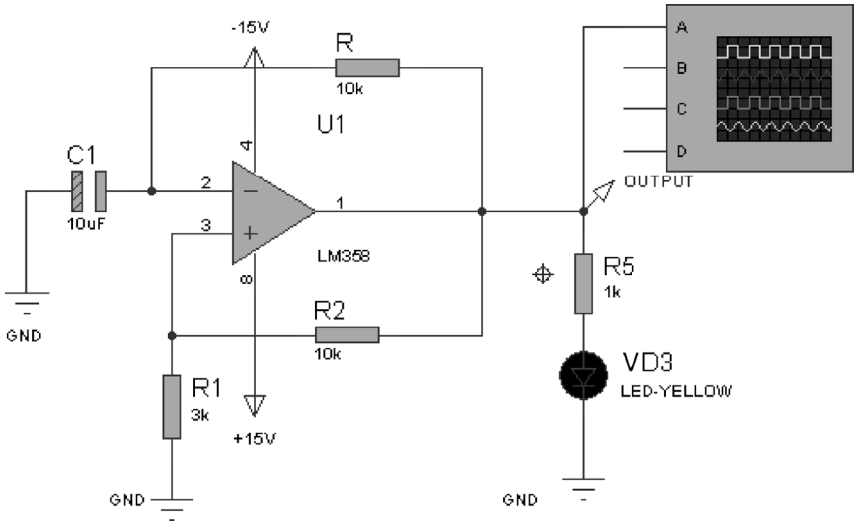


图 7-17 由 LM358 组成的矩形波发生电路

用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出波形，如图 7-18 所示。图中呈现的是一种矩形波信号。波形的幅度不高于 30V，波形的周期约为 93ms，换算成频率约为 11Hz。

根据式（7-13），矩形波发生器的振荡周期及频率为

$$T = 2RC\ln\left(1+\frac{2R_1}{R_2}\right) = 2\times10\times10^{3}\times10\times10^{-6}\ln\left(1+\frac{2\times3}{10}\right)\approx 94\text{ms}$$

$$f \approx 10.6\text{Hz}$$

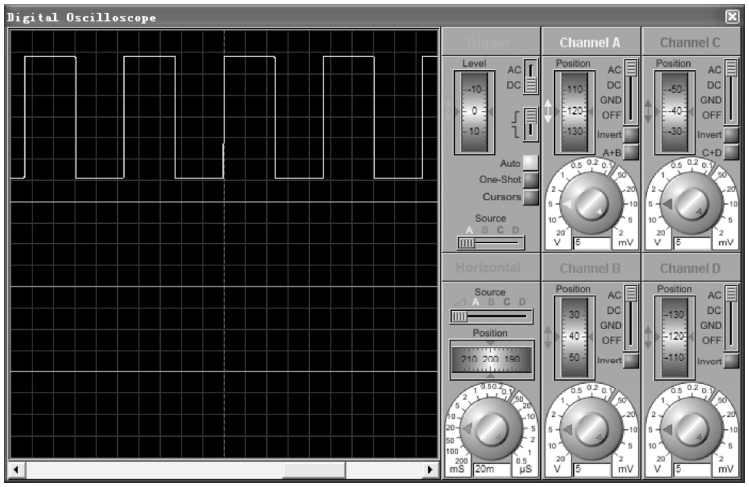


图 7-18　矩形波发生电路输出波形

与前面的实测结果比较，可见理论计算的矩形波发生器的振荡周期及频率数值与实测值很接近。

如果不用示波器观察输出波形，凭输出处接的发光二极管的闪动快慢也可大致知道输出波形的频率。

2．占空比可调的矩形波发生电路

前面介绍的矩形波发生电路输出的波形高电位和低电位的宽度是相同的，这种高电位宽度（或低电位宽度）与一个周期的宽度之比称为占空比。如果矩形波发生器输出的波形占空比是 50%，称这种波形为方波。方波和矩形波的区别如同几何上正方形和长方形的区别。如果要求矩形波的波形占空比能够人为调节，则可以通过改变电路中的充电和放电的时间常数来实现。图 7-19 所示就是一个占空比可调的矩形波发生电路。电位器 R_W 和二极管 VD_1、VD_2 的作用是将电容充电和放电的回路分开，并调节充电和放电两个时间常数的比例。

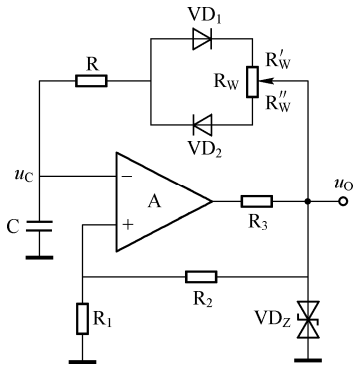


图 7-19　占空比可调的矩形波发生电路

占空比可调的矩形波发生器的振荡周期为

$$T=(2R+R_{\mathrm{W}})\,C\ln\left(1+\frac{2R_1}{R_2}\right) \tag{7-14}$$

如果把矩形波发生器高电平的宽度用 T_1 表示，低电平的宽度用 T_2 表示，则矩形波的占空比为

$$D=\frac{T_1}{T}=\frac{R+R''_{\mathrm{W}}}{2R+R_{\mathrm{W}}} \tag{7-15}$$

改变电路中电位器滑动端的位置即可调节矩形波的占空比，而总的振荡周期不受影响。

【例 7.6】 如图 7-20 所示是一个由 LM358 组成的占空比可调的矩形波发生电路。图中，R_1=R_2=25kΩ，R=5kΩ，R_{V1}=100kΩ，C=0.1μF。LM358 所加电压为±15V，从 OUTPUT 处输出波形。图中的虚拟示波器是为了观看输出波形用的。

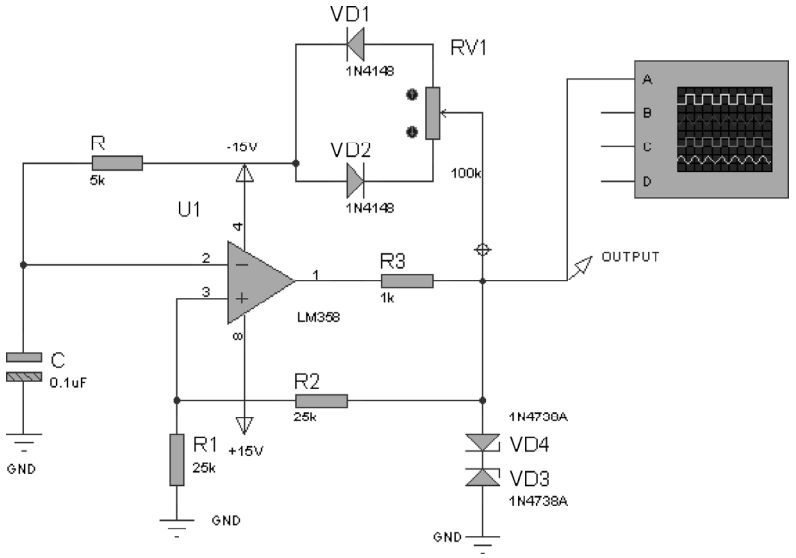


图 7-20 由 LM358 组成的占空比可调的矩形波发生电路

先把电位器 R_{V1} 调到中间位置，用 Proteus 交互仿真功能，可以绘出电路的输出波形，这时，看到输出的波形为方波，即占空比是 50%的波形。随着电位器向上调节，可以看到高电平的宽度逐渐减小，直到把电位器 R_{V1} 调到最上位置，可看到如图 7-21 所示的输出波形。图中呈现的是占空比很小的矩形波信号。如果把电位器 R_{V1} 调到最下位置，则可看到如图 7-22 所示的输出波形。图中呈现的是占空比很大的矩形波信号。

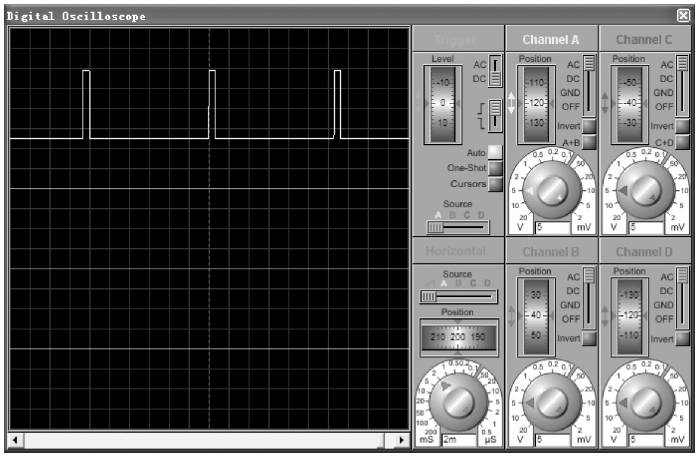


图 7-21 占空比可调的矩形波发生电路输出波形（1）

根据式（7-15），可求得把电位器 R_{V1} 调到最上位置（R_{V1}=0Ω）和最下位置（R_{V1}=100kΩ）时输出波形的占空比分别为

$$D_{\min}=\frac{T_1}{T}=\frac{R+R''_{\mathrm{W}}}{2R+R_{\mathrm{W}}}=\frac{5}{10+100}\approx 0.045=4.5\%$$

$$D_{\max}=\frac{T_1}{T}=\frac{R+R''_{\mathrm{W}}}{2R+R_{\mathrm{W}}}=\frac{5+100}{10+100}\approx 0.95=95\%$$

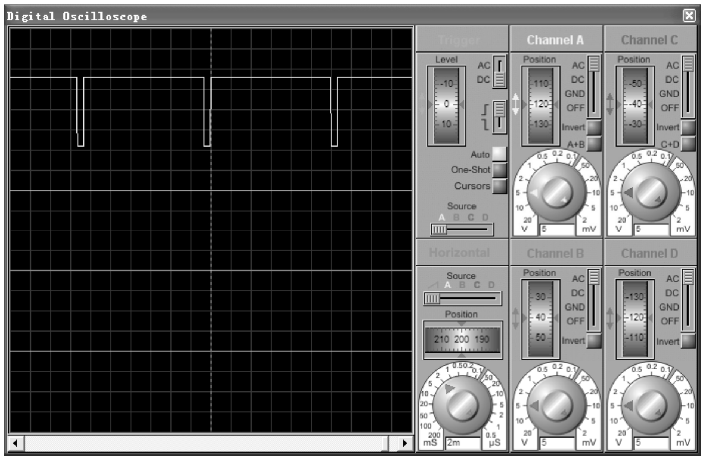


图 7-22　占空比可调的矩形波发生电路输出波形（2）

【例 7.7】 图 7-23 所示是一个由 LF351 组成的占空比可调的矩形波发生电路，它是一种 500Hz～5kHz 方波发生电路。图中，R_2=R_3=100kΩ，R_5=10kΩ，R_1、R_4 和 R_6 均为电位器，R_1=47kΩ，R_4=100kΩ，R_6=10kΩ，C_F=10μF。LF351 所加电压为±15V，从 U_O 处输出波形。R_1 用于调节输出频率范围；R_4 用于调节运算放大器增益，同时调节放大器输出幅度；R_6 用于调节输出幅度。图中的虚拟示波器用于观察输出波形。

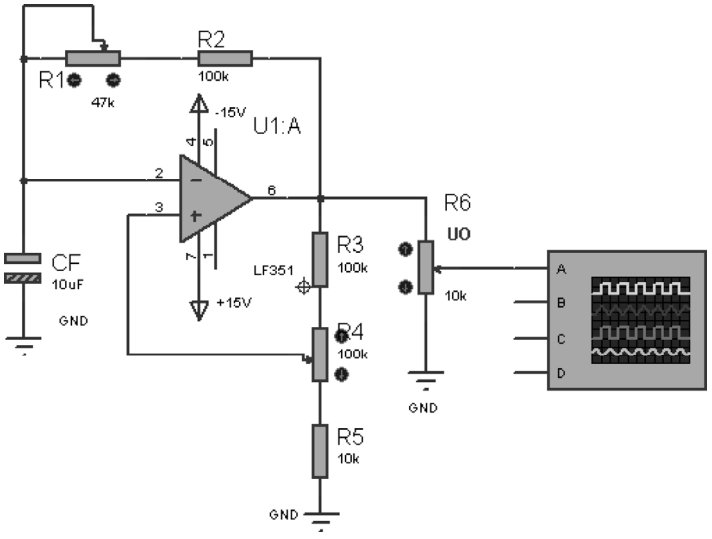


图 7-23　一种 500Hz～5kHz 方波发生电路

用 Proteus 交互仿真功能，可以绘出电路的输出波形，这时，看到输出的波形为方

波，如图 7-24 所示。随着电位器 R_4 的向下调节，可以看到输出波形的频率越来越高，直到把电位器 R_4 调到最下位置，可看到如图 7-25 所示的输出波形。可见，后者的频率要比前者高得多。

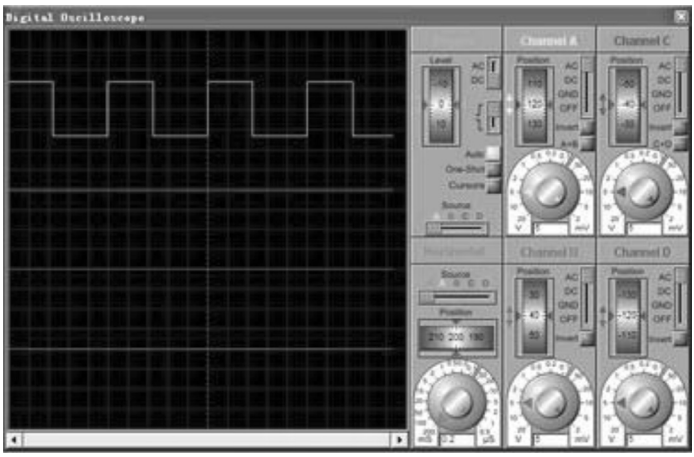


图 7-24　一种 500Hz～5kHz 方波发生电路仿真效果图（1）

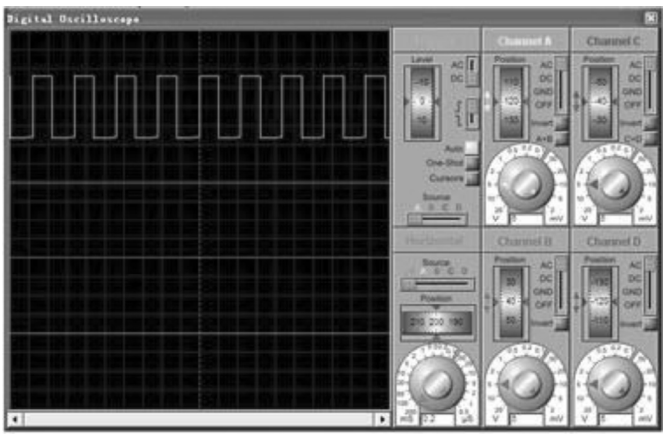


图 7-25　一种 500Hz～5kHz 方波发生电路仿真效果图（2）

3．反相积分器和同相输入迟滞比较器组成的矩形波发生器

如图 7-26 所示是由反相积分器和同相输入迟滞比较器组成的矩形波发生器。运算放大器 A_1 构成反相积分器，反相积分器的电容 C_1 为恒流充电。运算放大器 A_2 构成同相输入迟滞比较器，输出只有两个状态：高电平和低电平。

可推得这种矩形波发生器的振荡周期及频率为

$$T = 4R_1C_1\frac{R_2}{R_3}$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{4R_1C_1}\frac{R_3}{R_2} \qquad (7\text{-}16)$$

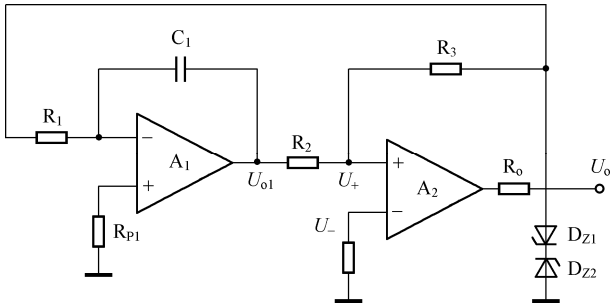


图 7-26　由反相积分器和同相输入迟滞比较器组成的矩形波发生器

一般先调整 R_2、R_3，使 U_{o1} 达到所需数值，然后再调 R_1、C_1，使发生器的周期（或频率）满足要求。

反相积分器和同相输入迟滞比较器组成的矩形波发生器其输出波形的幅度可通过选用不同的 U_Z 值的稳压管来调节。矩形波的周期不仅与 $\frac{R_2}{R_3}$ 有关，还与反相积分器的积分时间常数有关。

【例 7.8】 图 7-27 所示是一个由 LM358 构成的反相积分器和同相输入迟滞比较器组成的矩形波发生电路。图中，R_0=R_1=R_2=R_3=10kΩ，R_{P1}=3kΩ，C_1=1μF。LM358 所加电压为±15V，从 V_0 处的虚拟示波器上输出波形。

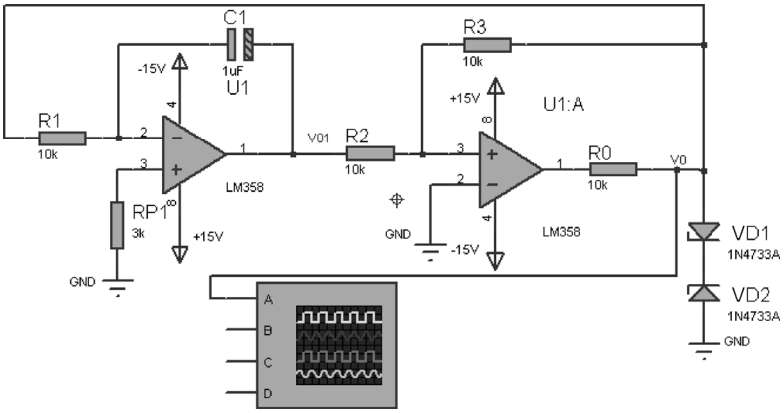


图 7-27　由 LM358 构成的反相积分器和同相输入迟滞比较器组成的矩形波发生电路

用 Proteus 交互仿真功能，可以绘出电路的输出波形，这时，看到虚拟示波器上显示的波形为矩形波，如图 7-28 所示。此矩形波的幅度不高于 10V，波形的周期约为 40ms，换算成频率约为 25Hz。

根据式（7-16），反相积分器和同相输入迟滞比较器组成的矩形波发生器的振荡周期及频率为

$$T = 4R_1C_1\frac{R_2}{R_3} = 4\times10\times10^3\times1\times10^{-6}\ \frac{10}{10} = 40\text{ms}$$

$$f = 25\text{Hz}$$

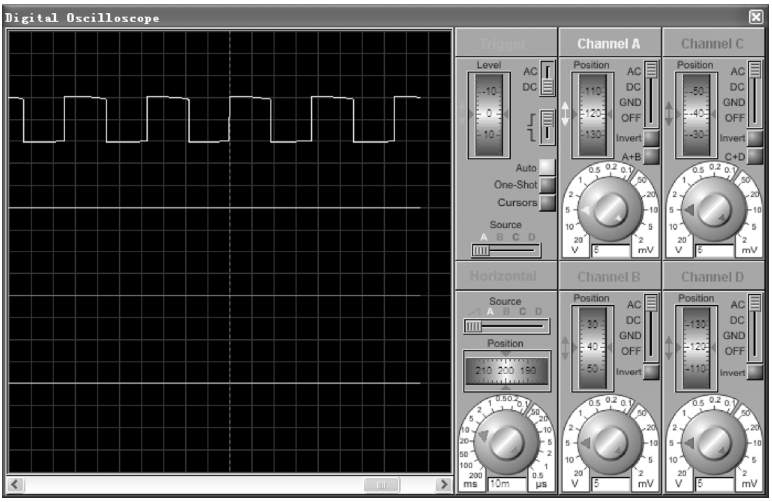


图 7-28　矩形波发生电路的输出波形

与前面的实测结果比较，可见理论计算的矩形波发生器的振荡周期及频率数值与实测值完全一致。

7.2.2　三角波发生电路

三角波的上升边和下降边所占时间相等，其波形如图 7-29（a）所示。锯齿波的上升边和下降边所占时间不等，往往上升边（或下降边）所占时间远大于下降边（或上升边），如图 7-29（b）所示。总之，锯齿波的 $T_1 \neq T_2$，三角波的 $T_1=T_2$。

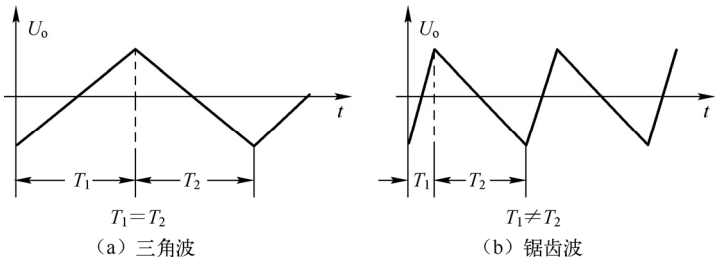


图 7-29　三角波和锯齿波的波形

将迟滞比较器和积分电路适当连接起来，即可组成三角波发生电路。

1．三角波发生电路

如图 7-30 所示是一个三角波发生电路。其中集成运算放大器 A_1 组成迟滞比较器，A_2 组成积分电路。迟滞比较器的输出加在积分电路的反相输入端进行积分，而积分电路的输出又接到迟滞比较器的同相输入端，控制迟滞比较器输出端的状态发生跳变。

三角波的输出幅度由下式给出

$$u_O = \frac{R_1}{R_2} U_Z \tag{7-17}$$

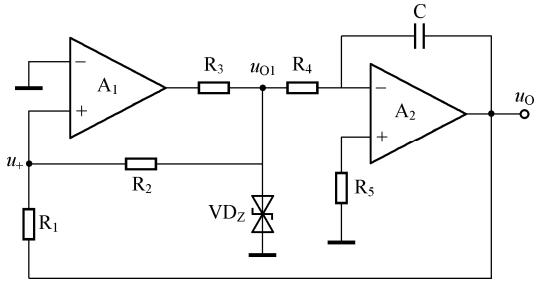


图 7-30　三角波发生电路

三角波的振荡周期为

$$T=\frac{4R_1R_4C}{R_2} \tag{7-18}$$

由式（7-17）和式（7-18）可知，三角波的输出幅度与稳压管的U_Z以及电阻值之比R_1/R_2成正比，三角波的振荡周期则与积分电路的时间常数R_4C以及电阻值之比R_1/R_2成正比。

2．三角波发生电路应用

【例 7.9】 如图 7-31 所示是一个由 LM358 组成的三角波发生电路。图中，R_1=R_2=R_3=R_4=R_5=10kΩ，C_1=1μF。LM358 所加电压为±12V，从 OUTPUT 处输出波形。图中的虚拟示波器是为了观看输出波形用的。

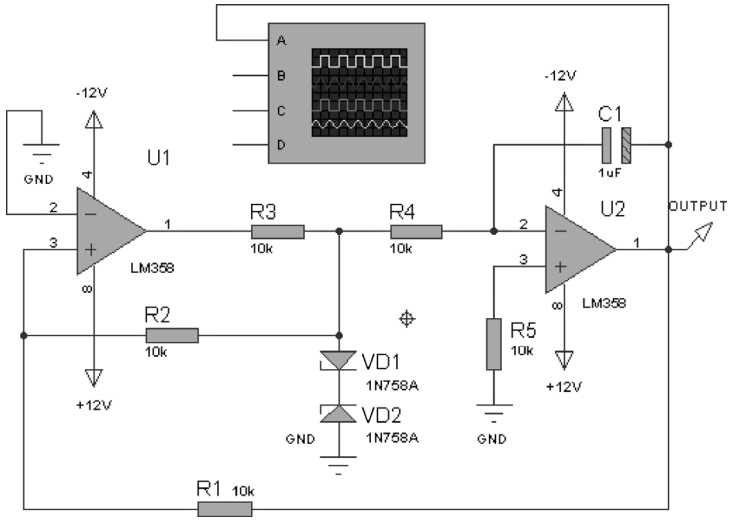


图 7-31　由 LM324 组成的三角波发生电路

用 Proteus 交互仿真功能，可以绘出电路的输出波形，如图 7-32 所示。图中呈现的是三角波信号。三角波波形的幅度约为 8V，波形的周期约为 34ms，换算成频率约为 29Hz。

根据式（7-18），三角波的振荡周期为

$$T=\frac{4R_1R_4C}{R_2}=\frac{4\times10\times10^3\times10\times10^3\times1\times10^{-6}}{10\times10^3}=40\text{ms}$$

由此可见，理论计算的三角波的振荡周期数值与实测值存在一定的误差。

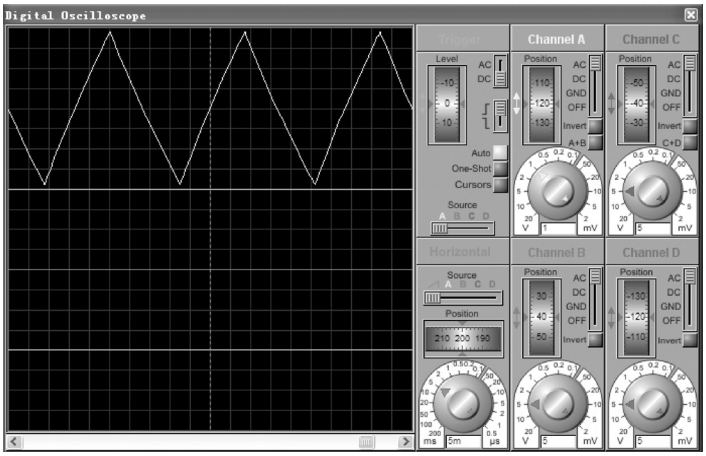


图 7-32　三角波发生电路输出波形

7.2.3　锯齿波发生电路

锯齿波信号也是一种比较常用的非正弦波信号，例如在示波器扫描电路中，常常需要用到锯齿波信号。

如果在三角波发生电路中，使积分电容充电和放电的时间常数不同，而且相差悬殊，则在积分电路的输出端即可得到锯齿波信号。

如图 7-33 所示是一个锯齿波发生电路。它是在三角波发生电路的基础上，用二极管 VD_1、VD_2 和电位器 R_W 代替原来的积分电阻，使积分电容的充电和放电回路分开，即成为锯齿波发生电路。

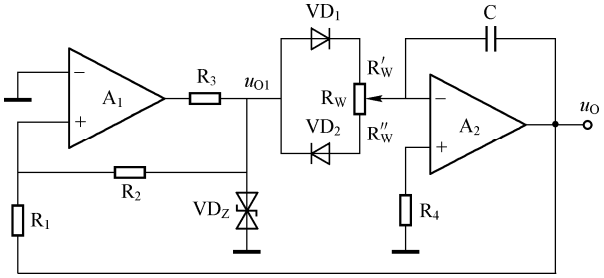


图 7-33　锯齿波发生电路

锯齿波的输出幅度由下式给出

$$u_O = \frac{R_1}{R_2} U_Z \tag{7-19}$$

电容充电和放电的时间 T_1、T_2 和锯齿波的振荡周期 T 分别为

$$T_1 = \frac{2R_1 R'_w C}{R_2}$$

$$T_2=\frac{2R_1R''_wC}{R_2}$$

$$T=\frac{2R_1R_wC}{R_2} \tag{7-20}$$

【例 7.10】 图 7-34 所示是一个由 LM358 组成的锯齿波发生电路。图中，$R_1=R_2=R_3=R_4=10k\Omega$，$R_5=100\Omega$，$R_W$ 为电位器，$R_W=100k\Omega$，$C=1\mu F$。LM358 所加电压为±12V，从 U_2 的输出端输出波形。

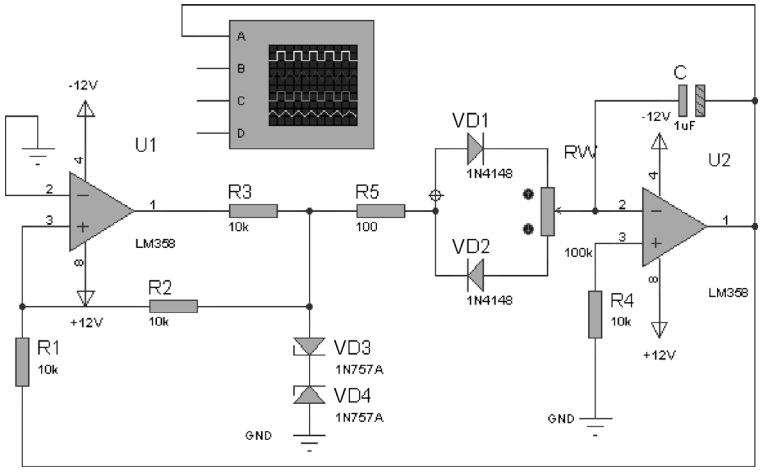


图 7-34　由 LM358 组成的锯齿波发生电路

先把电位器 R_W 调到中间位置，用 Proteus 交互仿真功能，可以绘出电路的输出波形，这时，看到输出的波形为三角波。随着电位器向上调节，可以看到输出的波形逐渐向锯齿波过渡，直到把电位器 R_W 调到最上位置，可看到如图 7-35 所示的输出波形。图中呈现的就是一种锯齿波信号。如果把电位器 R_W 调到最下位置，则可看到输出如图 7-36 所示的波形。它也是锯齿波信号，与前面的锯齿波的唯一区别是锯齿波信号的指向不同，前者朝右，后者朝左。由图可见，锯齿波的振荡周期约为 170ms。

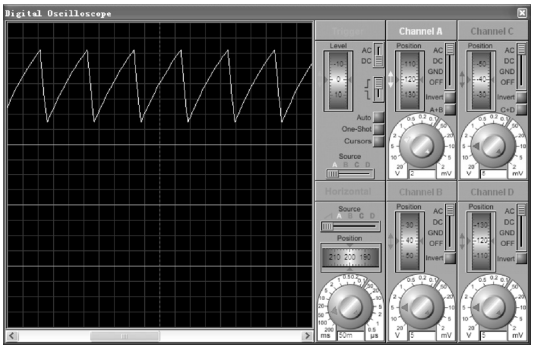


图 7-35 锯齿波发生电路输出波形（1）

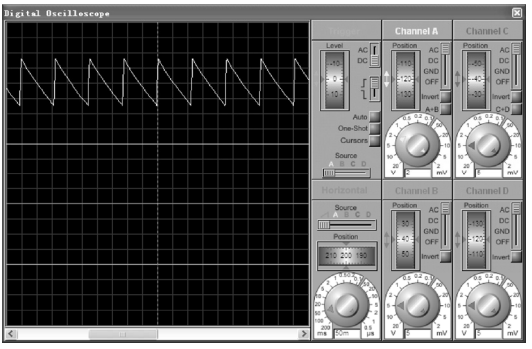


图 7-36 锯齿波发生电路输出波形（2）

根据式（7-20），锯齿波的振荡周期为

$$T=\frac{2R_1R_wC}{R_2}=\frac{2\times10\times10^3\times100\times10^3\times1\times10^{-6}}{10\times10^3}\text{ s}=200\text{ms}$$

与前面的实测结果比较，可见理论计算的锯齿波的振荡周期数值与实测值存在的误差较大。

【例 7.11】 如图 7-37 所示是一个由通用放大器 LM101A 组成的锯齿波发生电路。图中，R_1=10kΩ，R_4=1.4kΩ，R_5=8.2kΩ，R_2 和 R_3 均为电位器，R_2=1MΩ，R_3=140kΩ，C_1=0.1μF。LM101A 所加电压为±12V，从 U_0 处输出波形。

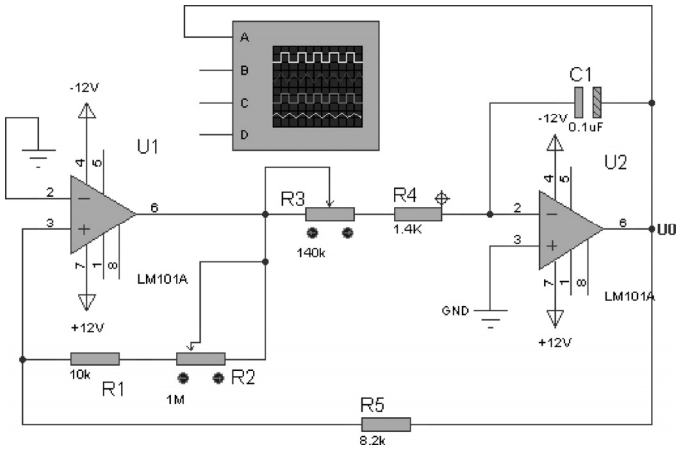


图 7-37 由 LM101A 组成的锯齿波发生电路

先把电位器 R_3 调到中间位置，单击屏幕左下角的运行按钮，用 Proteus 交互仿真功能，可以绘出电路的输出波形，如图 7-38 所示，可见，看到输出的波形不像锯齿波倒像是三角波。

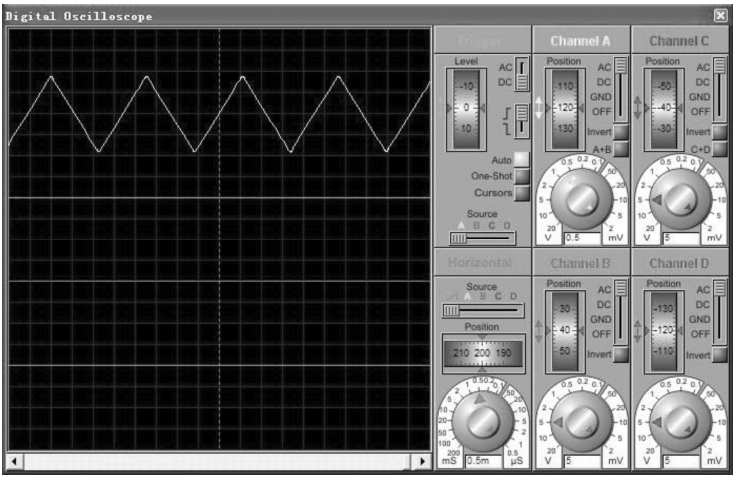


图 7-38 由 LM101A 组成的锯齿波发生电路输出波形（1）

电位器 R_2 负责调节幅度的大小，此电路起振不易，调试时应先把电位器 R_2 向左侧调节。电位器 R_3 负责调节信号的频率，向右调节频率减小，向左调节频率增大。电位器 R_3 向

左调节后将出现如图 7-39 所示的较高频率的输出波形。

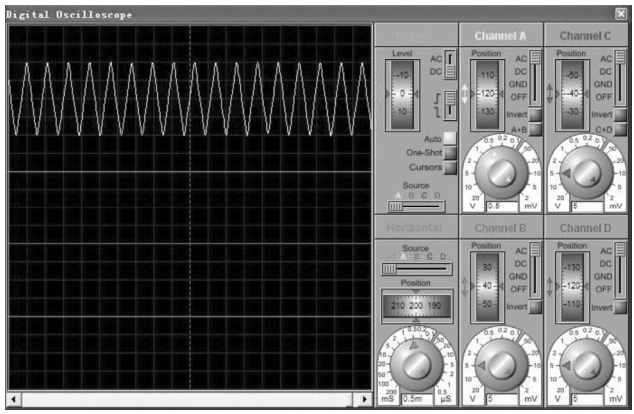


图 7-39　由 LM101A 组成的锯齿波发生电路输出波形（2）

7.2.4　函数发生电路

函数发生器是一种多波形的信号源，它可以产生方波、三角波、锯齿波和正弦波及其他波形。它是一种不可或缺的信号源，可以用于生产测试、仪器维修和实验室。

函数发生器的电路形式有两种：它可以由运算放大器及分立元件构成，也可以是单片集成函数发生器。本小节介绍由运算放大器及分立元件构成的函数发生器，下一小节再介绍单片集成函数发生器。

【例 7.12】 如图 7-40 所示是一个由运算放大器 TLC272 组成的函数发生电路。它可以产生方波和锯齿波两种波形。图中，R_1=R_2=100kΩ，R_3=47kΩ，R_4=R_5=10kΩ，C_1= 0.1μF。TLC272 是一种 CMOS 精密双运算放大器，图中电源电压为+9V，从 A_0 处输出三角波，从 A_1 处输出方波。

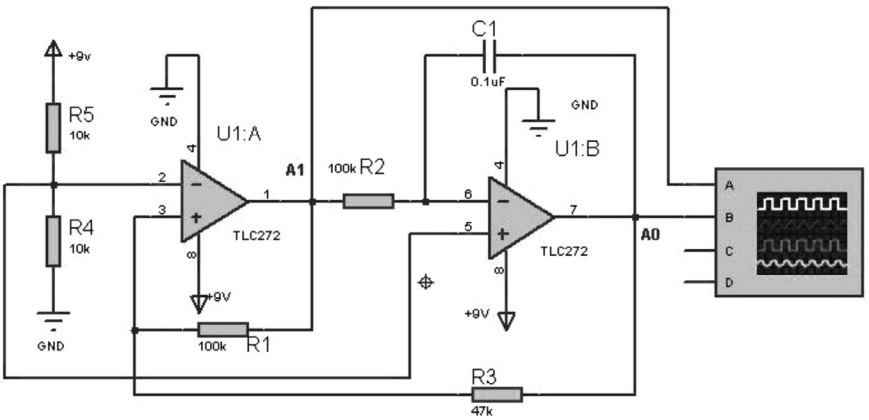


图 7-40　一个由 TLC272 组成的函数发生电路

用 Proteus 交互仿真功能，可以绘出电路的输出波形，如图 7-41 所示。由图可见，示波器 A 通道输出方波，B 通道输出三角波。波形的幅度约为 8V，波形的周期约为 19ms，换算

成频率约为 52.6Hz。

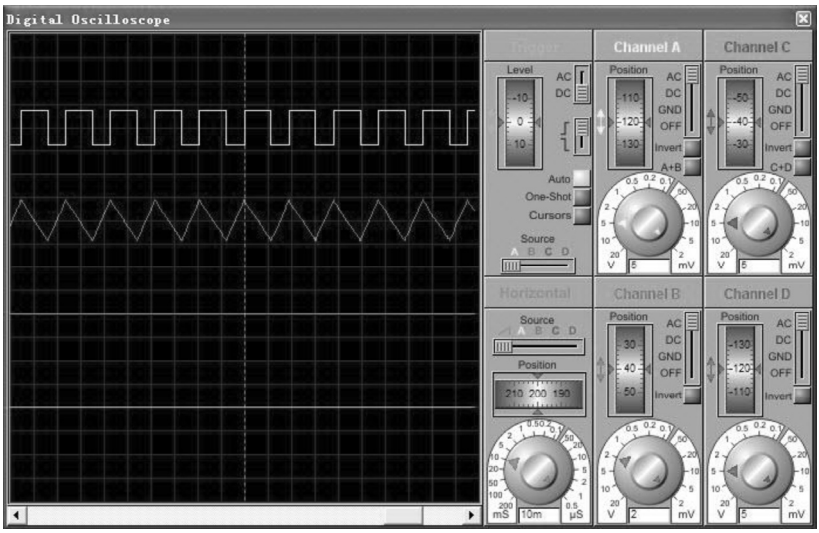


图 7-41　一个由 TLC272 组成的函数发生电路输出波形

现在，我们看一下理论计算的函数发生电路的输出频率数值是多少。

如图 7-40 所示的函数发生电路的输出频率公式为

$$f=\frac{R_1}{4R_2R_3C}$$

将相关数值代入得

$$f=\frac{100\times10^3}{4\times100\times10^3\times47\times10^3\times0.1\times10^{-6}}\approx53.2\text{Hz}$$

与前面的实测结果比较，可见理论计算的函数发生电路的输出频率数值与实测值相差不大。

此电路和别的信号发生电路不同，极易起振，几乎是在按运行按钮的同时，规范的波形就会出现。

7.2.5　集成函数发生器

集成函数发生器是一种可以同时产生方波、三角波和正弦波的专用集成电路。当调节外部电路参数时，还可以获得占空比可调的矩形波和锯齿波。下面以型号为 ICL8038 的集成函数发生器为例，介绍单片集成函数发生器的特点及用法。

1．ICL8038 函数发生器简介

ICL8038 是一种多用途的波形发生器。ICL8038 函数发生器引脚排列如图 7-42 所示。可用单电源供电，即将 11 引脚接地，6 引脚接 $+V_{CC}$，V_{CC} 为+10～+30V；也可用双电源供电，即将 11 引脚接 $-V_{EE}$，6 引脚接 $+V_{CC}$，供电范围为±5～±15V。输出波形频率可调范围为 0.001Hz～300kHz。可以同时产生方波、三角波和正弦波。

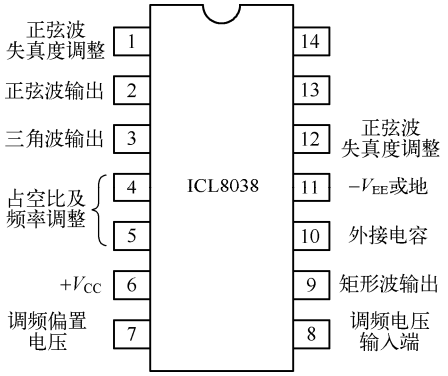
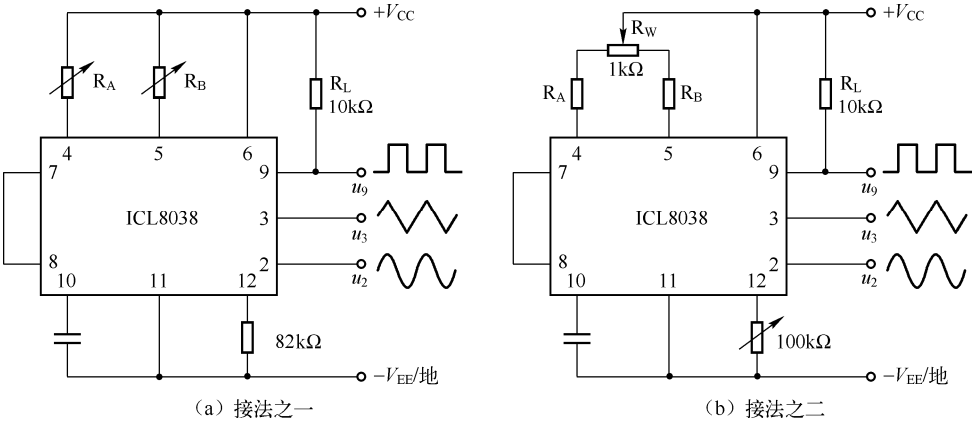


图 7-42　ICL8038 函数发生器引脚排列

其中 8 引脚为频率调节（简称调频）电压输入端，电路的振荡频率与调频电压成正比。7 引脚输出调频偏置电压，数值是 7 引脚与电源 $+V_{CC}$ 之差，它可作为 8 引脚的输入电压。

如图 7-43 所示为 ICL8038 最常见的两种基本接法，矩形波输出端为集电极开路形式，需外接电阻 R_L 至 $+V_{CC}$。在图 7-43（a）所示电路中，R_A 和 R_B 可分别独立调整。在图 7-43（b）所示电路中，通过改变电位器 R_W 活动端的位置来调整 R_A 和 R_B 的数值。当 $R_A = R_B$ 时，矩形波的占空比为 50%，因而为方波。当 $R_A \neq R_B$ 时，矩形波不再是方波。同时，3、2 引脚输出的也不是三角波和正弦波了。ICL8038 输出波形的占空比表达式为

$$D = \frac{T_1}{T} = \frac{2R_A - R_B}{2R_A} \tag{7-21}$$



（a）接法之一　　（b）接法之二

图 7-43　ICL8038 的两种基本接法

2．ICL8038 函数发生器应用

1）采用第一种基本接法

【例 7.13】 如图 7-44 所示是按第一种基本接法接成的 ICL8038 函数发生器应用电路，其特点是电阻 R_A 和 R_B 可分别独立调整。图中，ICL8038 采用双电源供电，供电电压为 ±12V，R_A=5kΩ为固定电阻，R_B=10kΩ为可变电阻。虚拟示波器的 A、B、C 三个通道分别

测量 LCL8038 输出的方波、正弦波和三角波。

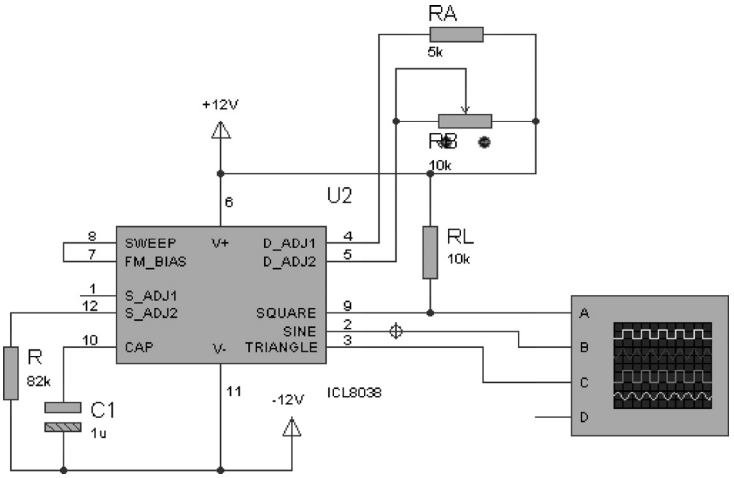


图 7-44　按第一种基本接法接成的 ICL8038 函数发生器应用电路

先把电位器 R_B 调到中间位置，用 Proteus 交互仿真功能，可以绘出电路的输出波形，如图 7-45 所示。这时，看到虚拟示波器的 A、B、C 三个通道的显示的波形依次为方波、正弦波和三角波。随着电位器向右侧调节，可以看到三种输出的波形都将变化，它们的占空比在变大，方波变成占空比较大的矩形波，三角波变成锯齿波，正弦波也变得不对称，如图 7-46 所示。如果仍从电位器 R_W 的中间位置开始向左调节，可看到和上述相反的变化——三种输出的波形都将向占空比小的方向变化。如果把电位器 R_W 调到最左侧位置，三种输出的波形将同时消失。

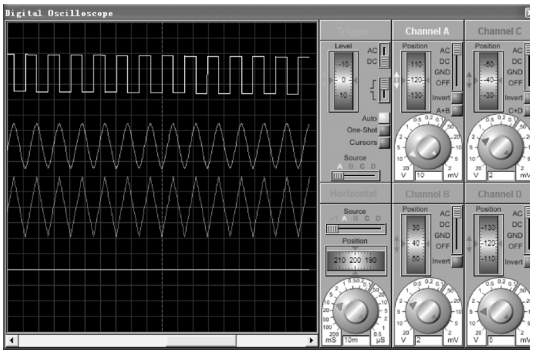


图 7-45　ICL8038 函数发生器输出波形（1）

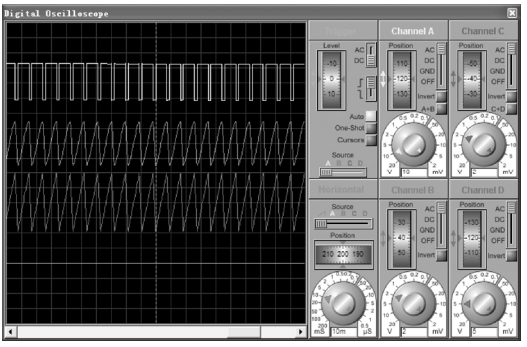


图 7-46　ICL8038 函数发生器输出波形（2）

2）采用第二种基本接法

【例 7.14】 如图 7-47 所示是按第二种基本接法接成的 ICL8038 函数发生器应用电路，其特点是电阻 R_A 和 R_B 不可独立调整。图中，ICL8038 采用双电源供电，供电电压为±12V，R_A=R_B=10kΩ为固定电阻，R_W=5kΩ为可变电阻。虚拟示波器的 A、B、C 三个通道分别测量 ICL8038 输出的方波、正弦波和三角波。

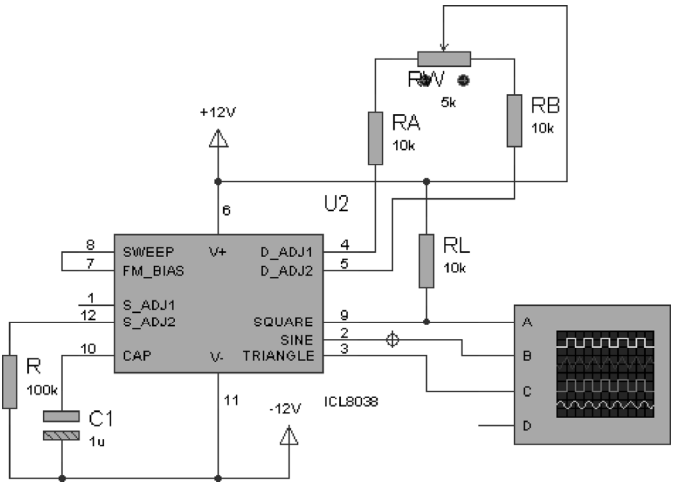


图 7-47　按第二种基本接法接成的 ICL8038 函数发生器应用电路

先把电位器 R_W 调到中间位置，用 Proteus 交互仿真功能，可以绘出电路的输出波形，如图 7-48 所示。这时，看到虚拟示波器的 A、B、C 三个通道的显示的波形依次为方波、正弦波和三角波。

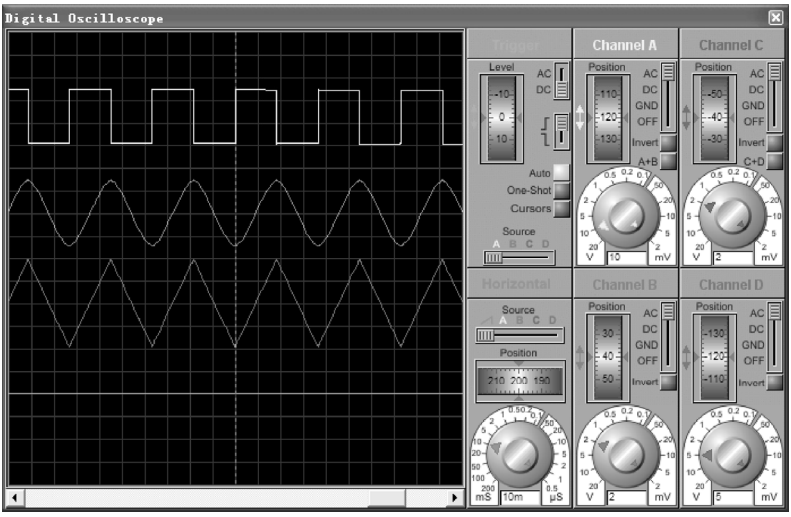


图 7-48　ICL8038 函数发生器输出波形（3）

随着电位器向右侧调节，可以看到三种波形都将变化，它们的占空比在变大。如果仍从电位器 R_W 的中间位置开始向左调节，可看到和上述相反的变化——三种输出的波形都将向占空比小的方向变化。如果把电位器 R_W 调到最左侧位置，三种输出的波形将同时消失。



本章主要讲述了正弦波振荡电路和非正弦波振荡电路。

（1）正弦波发生器类型很多，有反馈式正弦波发生器，有积分式正弦波发生器，还有把方波或三角波通过低通滤波器的正弦波发生器。

（2）反馈式正弦波发生电路按选频网络所用元件不同，可分为 RC 正弦波振荡电路和 LC 正弦波振荡电路两种类型。RC 正弦波振荡电路的振荡频率较低，一般在 1MHz 以下；LC 正弦波振荡电路的振荡频率较高，通常在 1MHz 以上。

（3）非正弦波振荡电路，可分为矩形波发生电路、三角波发生电路和锯齿波发生电路。矩形波发生电路又有两种形式，一种是由 RC 积分网络和反相输入迟滞比较器组成的矩形波发生器，另一种是由反相积分器和同相输入迟滞比较器组成的矩形波发生器。利用二极管的单向导电性改变 RC 电路正向充电和反向充电的时间常数，则可将方波发生电路变为占空比可调的矩形波发生电路。

三角波发生电路是由迟滞比较器和积分电路组成的。在三角波发生电路中，使积分电容充电和放电的时间常数不同，而且相差悬殊，则在积分电路的输出端即可得到锯齿波信号。

（4）函数发生器是一种可以同时产生方波、三角波和正弦波三路信号的电路。当调节外部电路参数时，还可以获得占空比可调的矩形波和锯齿波。函数发生器的电路形式有两种：它可以由运算放大器及分立元件构成，也可以是单片集成函数发生器。

第 8 章　信号转换电路

为了将采集到的模拟信号用于测量、控制和信号处理等领域，常常需要将信号形式做一些变换，如将电压信号转换成电流信号，将电流转换成电压，将直流信号转换成交流信号，将模拟信号转换成数字信号，将直流电压转换成频率信号，或将频率信号转换成直流电压，等等。以下介绍用集成运算放大器实现信号转换的几则实用电路。

8.1　电压-电流、电流-电压转换电路

8.1.1　电压-电流转换电路

图 8-1 所示为一实用电压-电流转换电路。A_1、A_2 均引入负反馈，前者构成同相求和电路，后者构成电压跟随器。图中，$R_1=R_2=R_3=R_4=R$，可推得

$$i_o=\frac{u_I}{R_0} \qquad (8\text{-}1)$$

可见，输出电流 i_o 和输入电压 u_I 呈线性关系。

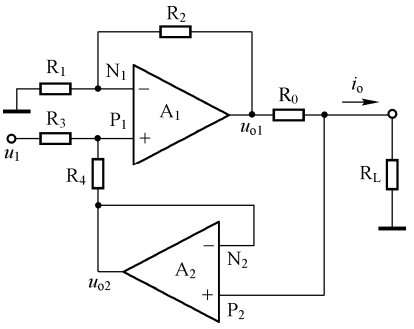


图 8-1　电压-电流转换电路

【例 8.1】 图 8-2 所示为由两路集成运算放大器构成的电压-电流转换电路。电压-电流转换范围为 0～10V 到 0～1mA，集成运算放大器选用 LM324，电源电压为±12V。图中，R_1=R_2=R_3=R_4=R_0=10kΩ，R_L=100Ω。从 U_I 处输入电压信号，用虚拟电流表测量输出电流。

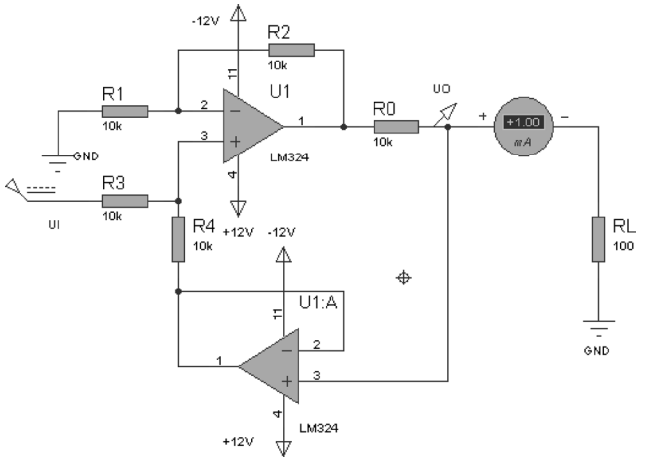


图 8-2　由两路集成运算放大器构成的电压-电流转换电路

给 U_I 输入 10V 直流电压，用 Proteus 交互仿真功能，可以在虚拟电流表上显示出电路的输出电流，如图 8-2 所示。这时，看到虚拟电流表显示值为+1.0mA。给 U_I 输入 1V 直流电压，虚拟电流表显示值为+0.1mA，给 U_I 输入 0V 直流电压，虚拟电流表显示值将为 0.0mA。

这表明，电压-电流转换范围为 0～10V 到 0～1mA。

【例 8.2】 如图 8-3 所示也是一种由集成运算放大器构成的电压-电流转换电路。电压-电流转换范围为 1～5V 到 0.2～1.0A，集成运算放大器选用 OP07，电源电压为±15V。负载电流 $I_L \approx I_3 \approx U/R_3$，负载电流正比于输入电压 U，与负载电阻无关，电压 U 一定，可得恒流输出。使用两个三极管 2N2222 和 2N3055 复合是为了提高输出负载电流，以小电流控制大电流。为了保护三极管 2N3055，要加散热器。OP07 是高精度、低漂移运算放大器。从 U 处输入电压信号，在 I_3 处用虚拟电流表测量输出电流。

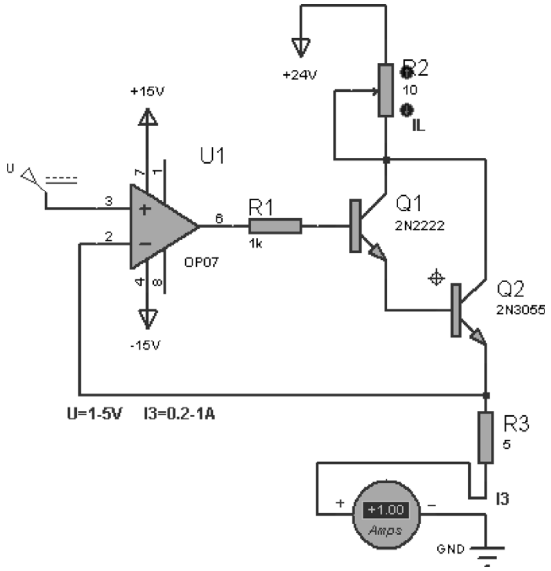


图 8-3 由集成运算放大器构成的电压-电流转换电路

给 U 输入 5V 直流电压，用 Proteus 交互仿真功能，可以在虚拟电流表上显示出电路的输出电流，如图 8-3 所示。这时，看到虚拟电流表显示值为+1.0A。给 U 输入 1V 直流电压，虚拟电流表显示值为+0.2A。这表明，电压-电流转换范围为 1～5V 到 0.2～1A。

8.1.2 电流-电压转换电路

图 8-4 所示为一电流-电压转换电路。其输出电压为

$$u_O = -i_S R_f \tag{8-2}$$

可见，输出电压 u_O 和输入电流 i_S 呈线性关系。

【例 8.3】 图 8-5 所示为由集成运算放大器 LM324 构成的电流-电压转换电路。电流-电压转换范围为 0～−10mA 到 0～10V，电源电压为±12V，从 i_s 处输入电流信号，在 u_O 处用虚拟电压表测量输出电压。

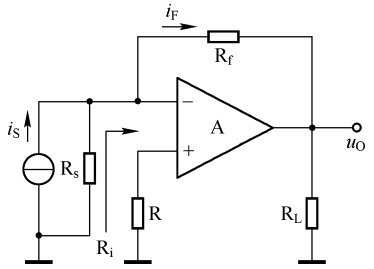


图 8-4　电流-电压转换电路

给 i_s 输入-10mA 直流电流，用 Proteus 交互仿真功能，可以在虚拟电压表上显示出电路的输出电压，如图 8-5 所示。这时，看到虚拟电压表显示值为+10.0V。给 i_s 输入-5mA 直流电流，虚拟电压表将显示+5.0V；给 i_s 输入 0mA 直流电流，虚拟电压表将显示 0.0V。

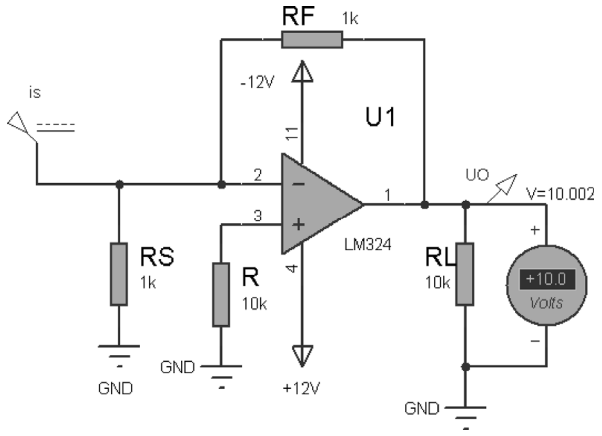


图 8-5　由集成运算放大器 LM324 构成的电流-电压转换电路

这表明，电流-电压转换电路转换范围为 0～-10mA 到 0～10V。

【例 8.4】 如图 8-6 所示为由集成运算放大器 μA741 构成的电流-电压转换电路。电流-电压转换范围为 0～10mA 到 0～5V，电源电压为±12V，从 INPUT 处输入电流信号，在 OUTPUT 处输出电压。

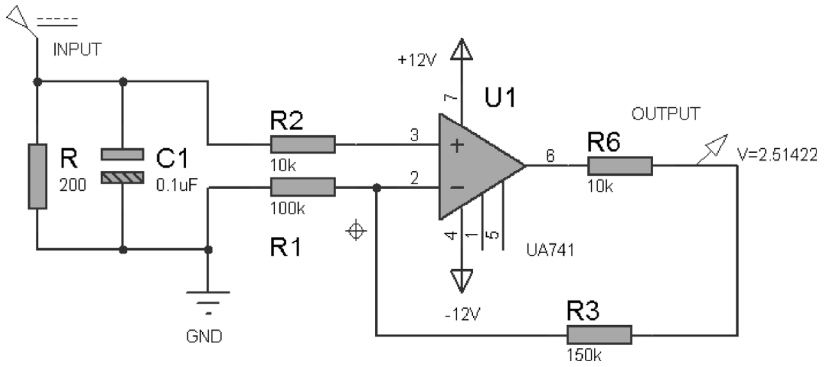


图 8-6　由集成运算放大器 μA741 构成的电流-电压转换电路

给 INPUT 输入 5mA 直流电流，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出电压，如图 8-6 所示。这时，看到在探针 OUTPUT 下的显示值为+2.51422V。给 INPUT 输入 10mA 直流电流，将看到探针 OUTPUT 下的显示值为+5.0V；给 INPUT 输入 0mA 直流电流，将看到探针 OUTPUT 下的显示值为 0.0V。

这表明，电流-电压转换电路转换范围为 0～10mA 到 0～5V。

8.2 精密整流电路

我们知道，在普通的二极管半波整流电路中，当输入的交流信号 U_1 的幅值小于二极管的开启电压 U_{ON} 时，二极管在整个信号周期内都处于截止状态，输出电压始终为 0。精密整流电路的功能是将微弱的交流电压转换成直流电压。

图 8-7（a）为精密半波整流电路。当 $u_i>0$ 时，正的输入使 VD_1 导通，VD_2 截止。VD_1 导通构成运算放大器的负反馈通路，$u_-=0$，$u_{o1}=-U_{on}$；VD_2 截止，没有电流通过 R_2，于是 $u_o=0$。当 $u_i<0$ 时，负的输入使 VD_1 截止，VD_2 导通。VD_2 导通和 R_2 构成运算放大器的负反馈通路，仍然使 $u_-=0$，因此得到 $u_o=-(R_2/R_1)u_i$。电路的传输特性如图 8-7（b）所示。

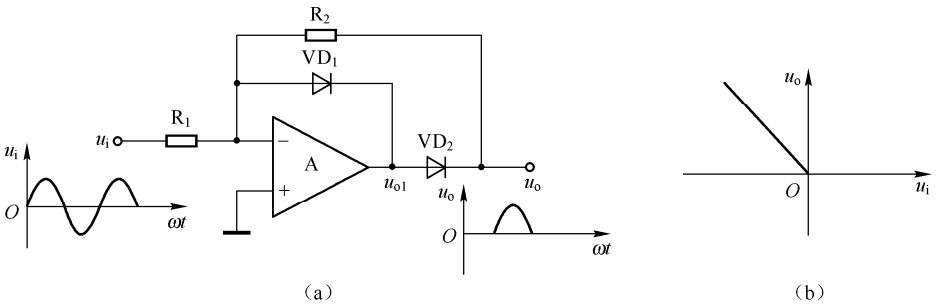


图 8-7 精密半波整流电路及其传输特性

图 8-8（a）为精密全波整流电路。当 $u_i>0$ 时，VD_1 导通，A_1 的反相端为虚地状态，$u_{o1}=-U_{on}$；VD_2 截止，输入信号通过 R_3 传送至 A_2，电路的输出 $u_o=-(1+R_2/R_1)u_i$。当 $u_i<0$ 时，VD_1 截止，VD_2 导通。此时，$VD_2\rightarrow A_2\rightarrow R_2\rightarrow R_1$ 形成 A_1 的负反馈通路，使得 A_1 的反相端仍为虚地状态，有 $u_i/R_4=-u_o/(R_2/R_1)$，于是得电路的输出 $u_o=-(1+R_2/R_1)u_i$。

图 8-8（a）所示电路的输出可表示为

$$u_o=-(1+R_2/R_1)|u_i|=A|u_i|$$

因而此电路也称为绝对值电路，其传输特性如图 8-8（b）所示。

8.2.1 精密半波整流电路

【例 8.5】 如图 8-9 所示为由集成运算放大器 μA741 构成的精密半波整流电路。图中，R_1=5kΩ，R_2=10kΩ，R_3=10kΩ，电源电压为±15V。从 INPUT 处输入小电压信号，在 OUTPUT 处输出电压。虚拟示波器的 A、B 两个通道分别接输入信号和输出信号。

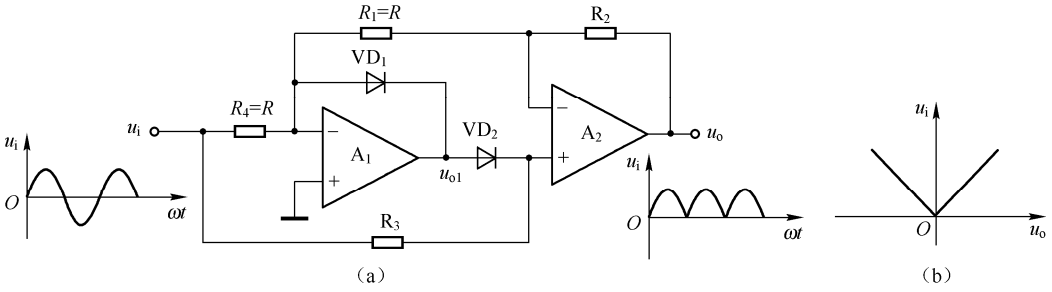


图 8-8　精密全波整流电路及其传输特性

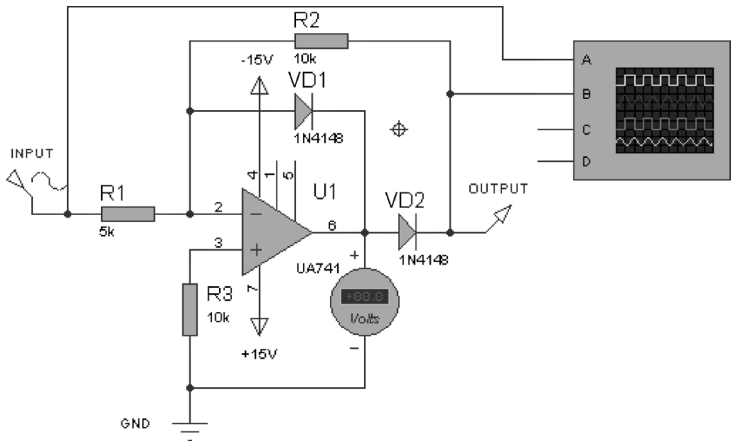


图 8-9　由集成运算放大器 μA741 构成的精密半波整流电路

给 INPUT 输入幅度 100mV、1Hz 的交流电压，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出波形，如图 8-10 所示。由图可见，图中的黄线是幅度 100mV 输入信号，蓝线是整流后的输出信号，它是一种只有正半周的脉动信号，其幅度是原输入幅度的两倍，其相位与原输入信号相反。

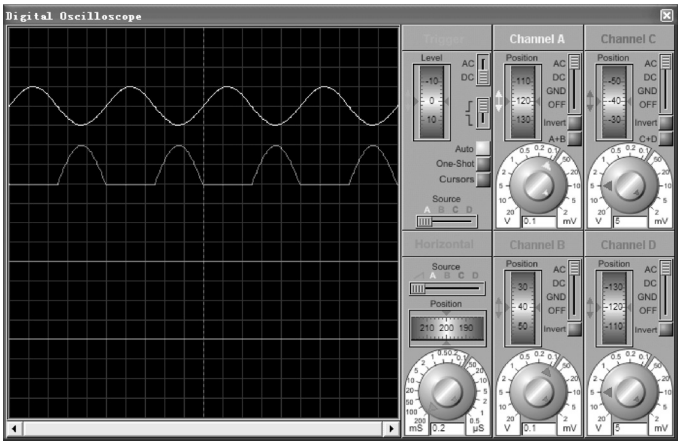


图 8-10　精密半波整流电路输出波形

根据精密半波整流电路公式 $u_o=-(R_2/R_1)u_i$ 知

$$u_o=-(R_2/R_1)u_i=-(2/1)u_i=-2u_i$$

这个计算结果表明输出信号幅度是原输入幅度的两倍，其相位与原输入信号相反。

8.2.2 精密全波整流电路

【例 8.6】 如图 8-11 所示为由集成运算放大器 LM324 构成的精密全波整流电路，图中，$R_1=R_2=R_4=10k\Omega$，电源电压为±15V。从 INPUT 处输入小电压信号，在 OUTPUT 处输出电压。虚拟示波器的 A、B 两个通道分别接输出信号和输入信号。

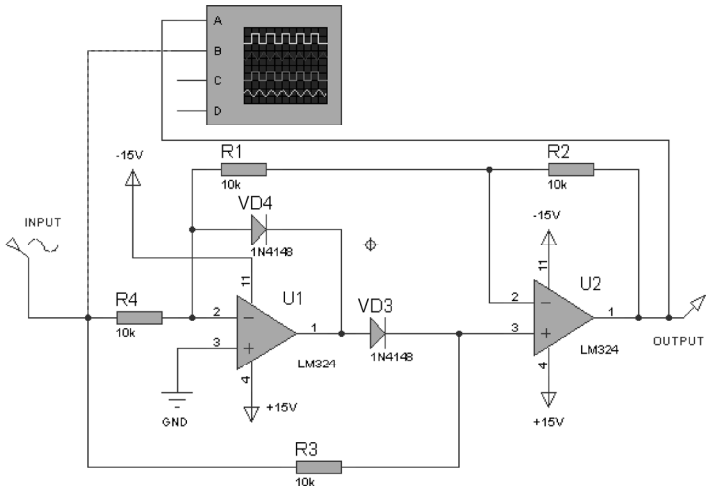


图 8-11 由集成运算放大器 LM324 构成的精密全波整流电路

给 INPUT 输入幅度 100mV、1kHz 的交流电压，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出波形，如图 8-12 所示。由图可见，图中的蓝线是幅度 100mV、1kHz 的输入信号，黄线是整流后的输出信号，它是一种既有正半周又把负半周以零伏线为对称轴翻转上来的脉动信号。这种信号幅度是原输入幅度的两倍，其相位与原输入信号相反。

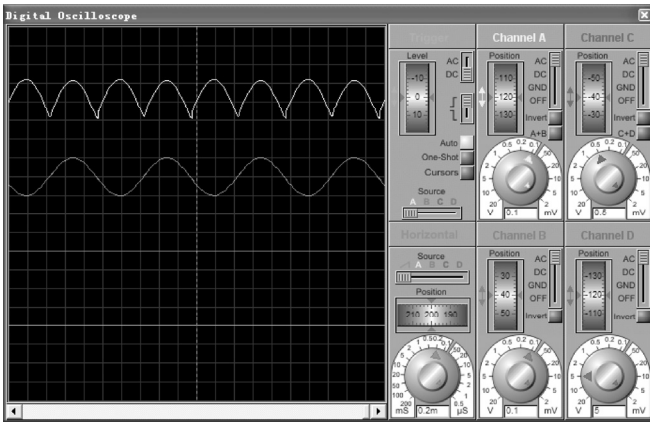


图 8-12 精密全波整流电路输出波形

根据精密全波整流电路公式 $u_o=-(1+R_2/R_1)u_i$ 知

$$u_o=-(1+R_2/R_1)u_i=-(1+10/10)u_i=-2u_i$$

这个结果表明输出信号幅度是原输入幅度的两倍，其位相与原输入信号相反。

8.2.3　绝对值电路

在前面介绍精密全波整流电路时，曾说过它是一种绝对值电路。在数学上，一个正数的绝对值是它本身；一个负数的绝对值是它的相反数。比如，5 的绝对值是 5；−5 的绝对值也是 5。绝对值电路是指，给该电路输入某正电压时，它输出此正电压；给该电路输入某负电压时，它也输出同数值的正电压。现在介绍一种绝对值电路。

【例 8.7】 如图 8-13 所示为由两路集成运算放大器构成的绝对值电路。集成运算放大器选用 OP27P，电源电压为±15V，图中 $R_1=R_2=R_3=R_4=R_5=10k\Omega$。由于所有外接电阻都相等，因此输出幅度和输入幅度也相等。从 U_I 处输入电压信号，用虚拟电压表在 U_O 处测量输出电压。

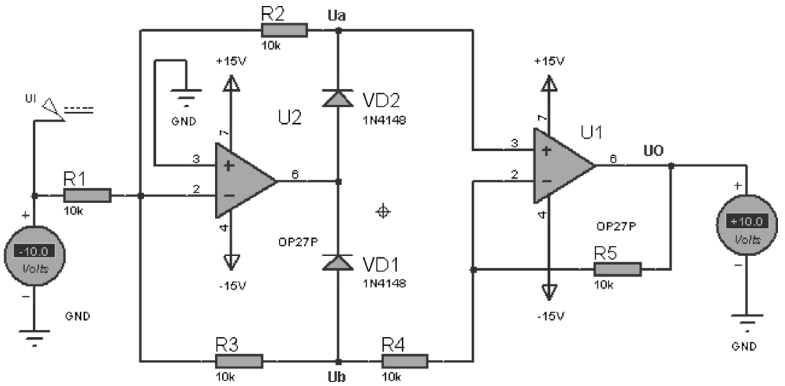


图 8-13　一种绝对值电路

此绝对值电路的工作原理为：假如输入 U_I 为正电压值，则放大器 U_2 输出低电平，二极管 VD_1 把 U_b 钳位至低电平，此时，$U_a>U_b$，U_1 输出高电平；若输入 U_I 为负电压值，则放大器 U_2 输出高电平，二极管 VD_1 截止，此时仍有 $U_a>U_b$，U_1 输出高电平。

给 U_I 输入−10V 直流电压，用 Proteus 交互仿真功能，可以在虚拟电压表上显示出电路的输出电压，如图 8-13 所示。这时，看到虚拟电压表显示值为+10.0V。给 U_I 输入 10V 直流电压，重新执行，虚拟电压表仍将显示值+10.0V。给 U_I 输入其他直流电压值，会发现，输入正值它显示正值，输入负值它还显示正值。假如你输入的是小幅度的交流电压值，就会发现其输出为正半周保持不变、负半周翻转上去的一种全波整流的输出波形。

这表明，如图 8-13 所示的电路是一个绝对值电路。

8.3　电压−频率、频率−电压转换电路

电压−频率转换电路可细分为电压−频率转换电路和频率−电压转换电路。

8.3.1 电压–频率转换电路

电压–频率转换电路或电压–频率转换器（VFC）的功能是将输入直流电压转换成频率与其电压值成正比的脉冲输出电压。通常，它的输出是矩形波。可以认为，电压–频率转换电路是一种模拟量到数字量的转换电路。我们知道，模拟量和单片机或电脑等智能设备的连接有两种方式，一种是模拟量通过模数转换器连到电脑，一种就是模拟量先经电压–频率转换电路转换成数字量直接连到电脑。另外，模拟量经电压–频率转换电路转换成数字量后，可以直接与计数显示设备连接。因此，电压–频率转换电路应用广泛。

1．由集成运算放大器构成的电压–频率转换电路

由集成运算放大器构成的电压–频率转换电路有两种方式，一种是电荷平衡式电路，一种是复位式电路。这里只介绍电荷平衡式电路。

电荷平衡式电压–频率转换电路由积分器和迟滞（或滞回）比较器组成，如图 8-14 所示。图中的虚线是积分器和迟滞比较器的分界线。可推得当 $R_W \gg R_3$ 时，电压–频率转换电路的振荡频率为

$$f \approx \frac{R_2}{2R_1R_WCU_Z}|u_I| \tag{8-3}$$

式中，U_Z 为稳压管的稳压值（V），u_I 为输入电压。

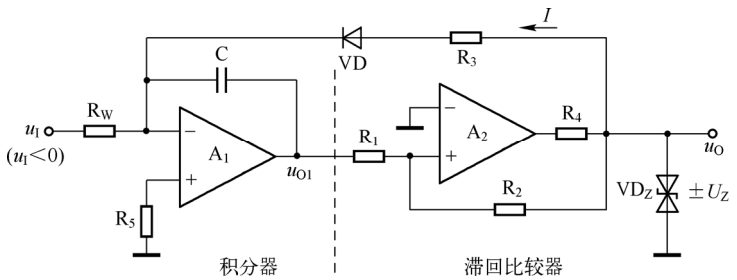


图 8-14 电荷平衡式电压–频率转换电路

【例 8.8】 如图 8-15 所示为由 OP07A 构成的电荷平衡式电压–频率转换电路，电源电压为±12V。图中，R_1=R_2=R_4=R_5=10kΩ，R_W=20kΩ，R_3=2kΩ，C=1μF，稳压管的稳压值 U_Z=10V。从 U_I 处输入 0～−5V 电压信号，在 U_O 处输出信号。虚拟示波器的 A 通道接输出信号。

先从 U_I 处输入−5V 直流电压信号，用 Proteus 交互仿真功能，可以绘出电路的输出波形，如图 8-16 所示。图中呈现的是一种略带失真的矩形波信号。波形的幅度约为 10V，波形的周期约为 40ms，换算成频率约为 25Hz。

再从 U_I 处输入−1V 直流电压信号，可以得到如图 8-17 所示的输出波形。图中呈现的是一种频率较低的略带失真的矩形波信号。波形的幅度约为 10V，波形的周期约为 150ms，换算成频率约为 6.5Hz。

根据式（8-3），输入−5V 直流电压信号时电压–频率转换电路的振荡频率为

$$f \approx \frac{R_2}{2R_1R_WCU_Z}|u_I| = \frac{10\times10^3}{2\times10\times10^3\times10\times10^3\times1\times10^{-6}\times10}\times5 \approx 25\text{Hz}$$

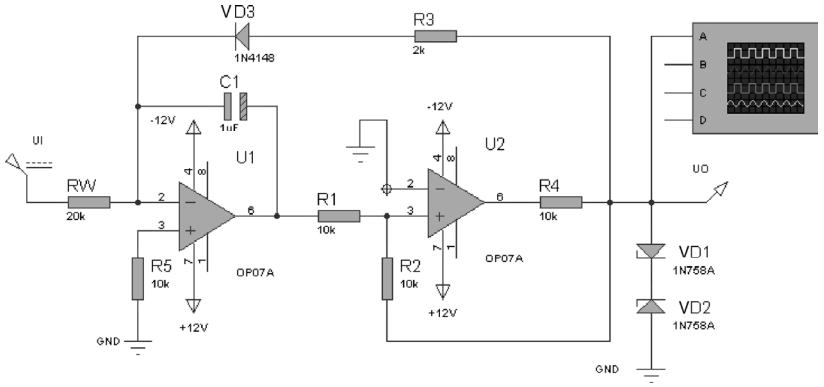


图 8-15　由 OP07A 组成的电荷平衡式电压-频率转换电路

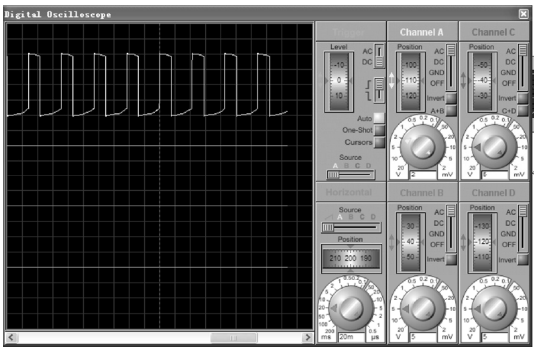


图 8-16　电荷平衡式电压-频率转换电路输出波形（1）

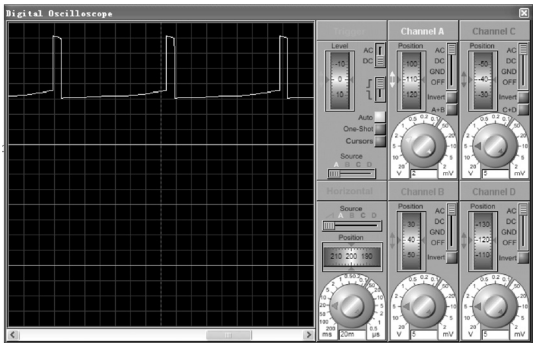


图 8-17　电荷平衡式电压-频率转换电路输出波形（2）

输入-1V 直流电压信号时电压-频率转换电路的振荡频率为

$$f \approx \frac{R_2}{2R_1R_WCU_Z}|u_I| = \frac{10\times10^3}{2\times10\times10^3\times10\times10^3\times1\times10^{-6}\times10}\times1 \approx 5\text{Hz}$$

与前面的实测结果比较，可见理论计算的电荷平衡式电压-频率转换电路的振荡频率数值与实测值有一些误差。产生误差的原因可能是 $R_W \gg R_3$ 的条件，不完全满足。

2．集成电压-频率转换电路

【例 8.9】 LM331 是一种高精度集成电压-频率转换芯片。由 LM331 及其外围电路组成的电压-频率转换电路如图 8-18 所示。LM331 采用单电源供电，0～+10V。从芯片 7 引脚 U_I 处输入 0～+5V 电压信号，在芯片 3 引脚处输出信号。用虚拟示波器的 A 通道接输出信号。

先从 U_I 处输入+5V 直流电压信号，用 Proteus 交互仿真功能，可以绘出电路的输出波形，如图 8-19 所示。图中呈现的是一种标准的矩形波信号。波形的幅度约为 4V，波形的周期约为 175μs，换算成频率约为 5.714kHz。

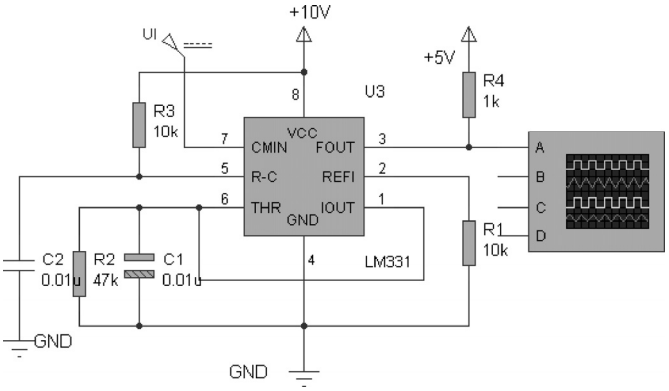


图 8-18　LM331 电压-频率转换电路

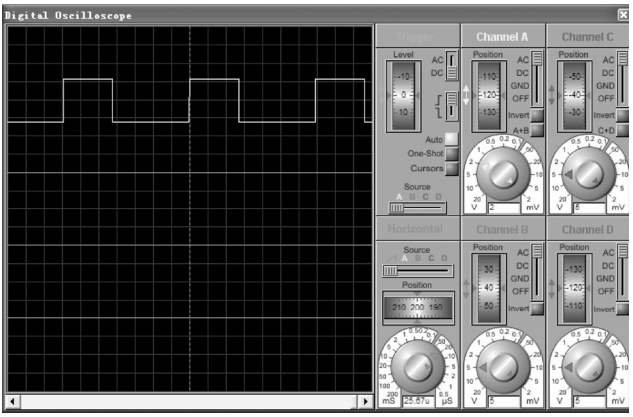


图 8-19　LM331 电压-频率转换电路输出波形（1）

再从 U_I 处输入+3V 直流电压信号，可以得到如图 8-20 所示的输出波形。图中呈现的是一种频率较低的矩形波信号。波形的幅度约为 4V，波形的周期约为 270μs，换算成频率约为 3.703kHz。

再从 U_I 处输入+1V 直流电压信号，可以得到如图 8-21 所示的输出波形。图中呈现的是一种频率更低的矩形波信号。波形的幅度约为 4V，波形的周期约为 550μs，换算成频率约为 1.818kHz。

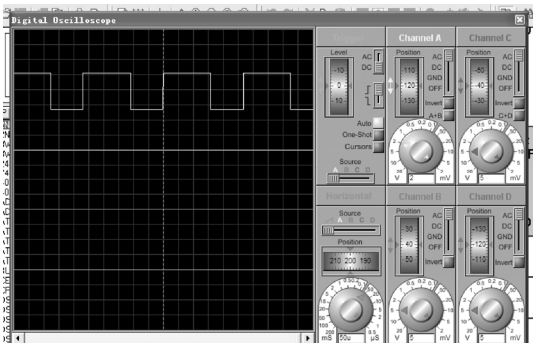


图 8-20　LM331 电压-频率转换电路输出波形（2）

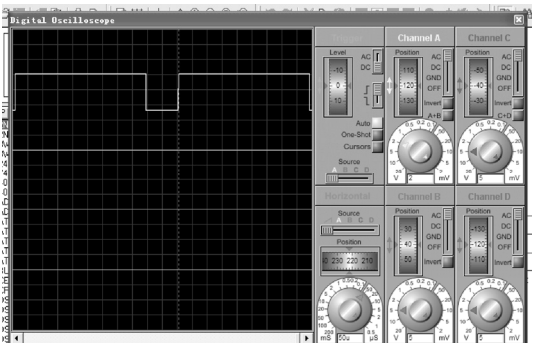


图 8-21　LM331 电压-频率转换电路输出波形（3）

这表明，随着输入直流电压值的减小，输出的脉冲信号的频率也在降低，二者之间大致成比例。

8.3.2　频率-电压转换电路

频率-电压转换电路或频率-电压转换器（FVC）的功能是将输入的频率信号转换成直流电压，其直流电压值与输入频率的大小成正比。它是电压-频率转换电路的逆过程。如同电压-频率转换电路一样，频率-电压转换电路在电子工程中也有广泛的应用。

频率-电压转换器有现成的集成电路芯片，如 LM2907/LM2917 和 LM331。LM2907/LM2917 是具有高增益放大器/比较器的可实现 F/V 变换的单片集成电路；LM331 是既可实现 F/V 变换又可实现 V/F 变换的单片集成电路。

1．由 LM2907 芯片构成的频率-电压转换电路

由 LM2907 芯片配以若干电阻、电容即可构成的频率-电压转换电路。LM2907 芯片有 DIP8 和 DIP14 两种封装形式。图 8-22 是 DIP14 封装的 LM2907 芯片频率-电压转换电路，其中，C_1、C_2、R_1 依次取 1000pF、0.47μF、100kΩ，从 f_{IN} 输入频率信号，在 10kΩ电阻两端测输出电压。

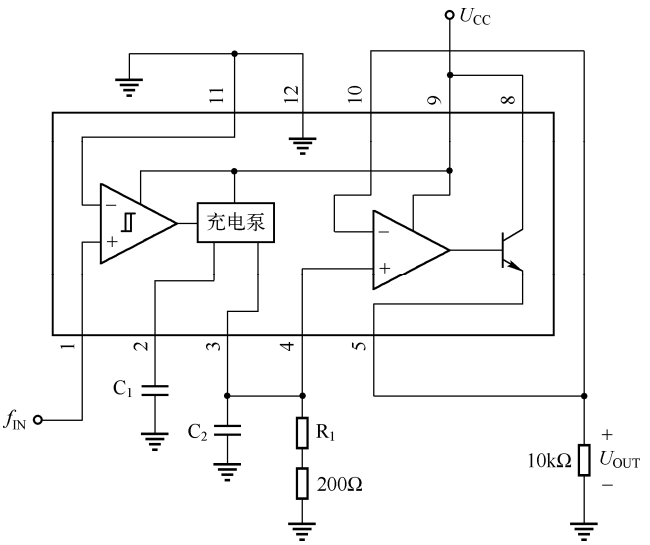


图 8-22　LM2907 构成的频率-电压转换电路

【例 8.10】 如图 8-23 所示为由 LM2907 构成的频率-电压转换电路，电源电压为+12V。图中，R_1=100kΩ，R_2=200kΩ，R_3=10kΩ，C_1=1000pF，C_2=0.47μF。从 U_I 处输入电压信号，测 R_3 上的电压降作为输出信号。

从 U_I 处输入幅度 1V、频率 10kHz 的交流电压信号，用 Proteus 交互仿真功能，可以在虚拟电压表上显示出 R_3 上的输出电压，如图 8-23 所示。图中的虚拟电压表显示值为+10.2V。

再从 U_I 处输入幅度 1V、频率 5kHz 的交流电压信号，重新执行，可以得到+7.54V 的输

出电压。

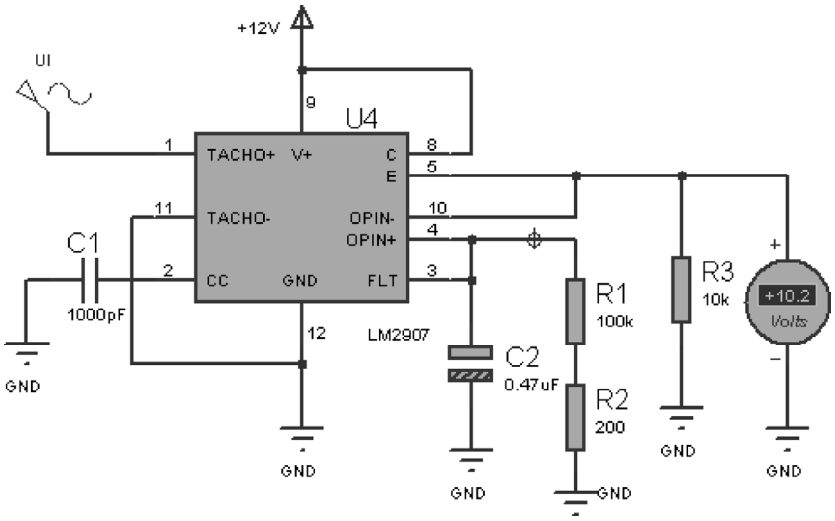


图 8-23 由 LM2907 构成的频率-电压转换电路

再从 U_I 处输入幅度 1V、频率 1kHz 的交流电压信号，重新执行，可以得到+1.50V 的输出电压。

输出电压与输入频率、电源电压及 R_1、C_1 之间的关系为

$$U_{OUT} = f_{IN}\, U_{CC} R_1 C_1$$

若取 f_{IN}=10kHz，U_{CC}=12V，R_1=100kΩ，C_1=1000pF，则

$$U_{OUT} = 10\times 10^3 \times 12 \times 100 \times 10^3 \times 1000 \times 10^{-12} \approx 12\text{V}$$

若取 f_{IN}=5kHz，其余同上，则

$$U_{OUT} = 5\times 10^3 \times 12 \times 100 \times 10^3 \times 1000 \times 10^{-12} \approx 6\text{V}$$

若取 f_{IN}=1kHz，其余同上，则

$$U_{OUT} = 1\times 10^3 \times 12 \times 100 \times 10^3 \times 1000 \times 10^{-12} \approx 1.2\text{V}$$

与前面的实测结果比较，可见理论计算的输出电压值与实测值误差不小。

2．由 LM331 芯片构成的频率-电压转换电路

【例 8.11】 LM331 既是一种高精度集成电压-频率转换芯片，也是一种集成频率-电压转换芯片。由 LM331 及其外围电路组成的频率-电压转换电路如图 8-24 所示。LM331 采用单电源供电，+10V。从芯片 6 引脚 U_I 处输入幅度 1V、频率 0～10kHz 的电压信号，在芯片 1 引脚 OUT 处输出电压信号。

从 U_I 处输入幅度 5V、频率 10kHz 的交流电压信号，用 Proteus 交互仿真功能，可以在虚拟电压表上显示出 R_5 上的输出电压，如图 8-24 所示。图中的虚拟电压表显示 10.2V。

再从 U_I 处输入幅度 5V、频率依次为 9.8kHz、9.6kHz、9.4kHz、9.2kHz、9.0kHz、8.8kHz 的交流电压信号，重新执行，可以得到一系列的输出电压值，如表 8-1 所示。

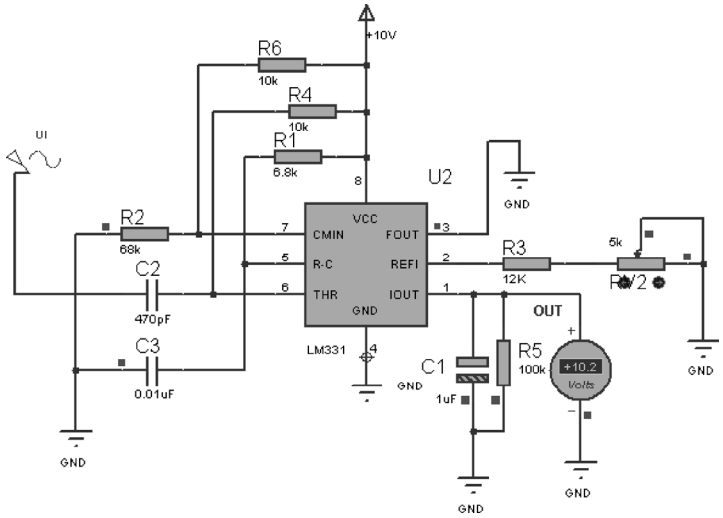


图 8-24　LM331 频率-电压转换电路

表 8-1　输入频率和输出电压对应关系表

输入频率/kHz	10	9.8	9.6	9.4	9.2	9.0	8.8
输出电压/V	10.2	9.94	9.76	9.56	9.35	9.15	0.0

由表可见，当输入频率是 9～10kHz 之间时，有对应的输出电压；当输入其他频率时，输出电压为 0。



（1）利用集成运算放大器实现的信号转换电路，包括电压-电流转换电路、精密整流电路和电压-频率转换电路。

（2）电压-电流转换电路包括电压-电流转换电路和电流-电压转换电路。

（3）精密整流电路指对小信号（比如小于 0.7V）交流电的整流电路，有半波整流和全波整流之分。

（4）电压-频率转换电路包括电压-频率转换电路和频率-电压转换电路。它们既可用集成运算放大器构成，也有现成的单片集成电路。

第 9 章　在集成运算放大器使用中的限幅电路

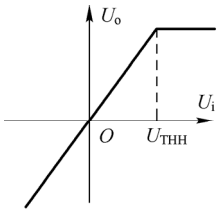
所谓限幅电路，就是当输入信号电压在一定范围内变化时，输出电压成比例地改变，而在超出该范围时，输出电压不再跟随输入信号变化，而保持在某一固定值上。二极管可以起限幅作用，本章所涉及的限幅电路都是由集成运算放大器与二极管构成的电路。

9.1　限幅电路的分类及主要指标

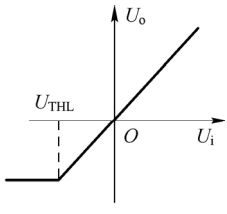
1．限幅电路的分类

限幅电路有单向限幅电路、双向限幅电路和区间限幅电路之分。

单向限幅电路的电压传输特性有一个传输区和一个限幅区，如图 9-1 所示。图 9-1（a）表示当 $U_i > U_{THH}$ 时，输出电压进入限幅区，U_{THH} 称为上门限电压。图 9-1（b）表示当 $U_i < U_{THL}$ 时，输出电压进入限幅区，U_{THL} 称为下门限电压。图 9-2（a）为双向限幅电路的传输特性，传输区在两个限幅区之间，它有两个限幅区。图 9-2（b）为区间限幅电路的传输特性，它有两个传输区，限幅区夹在两个传输区之间。

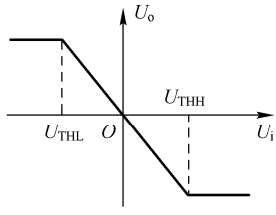


（a）

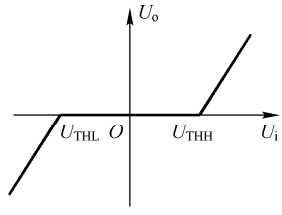


（b）

图 9-1　单向限幅电路的电压传输特性



（a）双向限幅电路的传输特性



（b）区间限幅电路的传输特性

图 9-2　双向限幅电路的电压传输特性

2．限幅电路的主要指标

1）限幅门限　传输特性为一折线，转折点所对应的输入电压值称为限幅门限电压，如图 9-1 及图 9-2 中的 U_{THH} 和 U_{THL}。

2）限幅系数　传输区的传输系数和限幅区的传输系数之比称为限幅系数，用 k 表示，即

$$k=\frac{\left.\dfrac{\mathrm{d}U_{\mathrm{o}}}{\mathrm{d}U_{\mathrm{i}}}\right|_{\text{传输区}}}{\left.\dfrac{\mathrm{d}U_{\mathrm{o}}}{\mathrm{d}U_{\mathrm{i}}}\right|_{\text{限幅区}}}=\frac{A_{\text{传}}}{A_{\text{限}}} \tag{9-1}$$

9.2　二极管接在运算放大器输入回路中的限幅电路

9.2.1　二极管串联式限幅电路

如图 9-3（a）所示为二极管串联式限幅电路，其输入信号、限幅二极管 VD 和运算放大器的输入端以串联方式相连接，故称为串联式限幅电路。为了得到预设的门限电压值，电路还接入了参考电压及相配的电阻 R_2。

U_i 较小时，不足以使 VD 导通，VD 截止，U_i 输入未进入运算放大器，运算放大器输出 U_o=0；只要 U_i 大于或等于某值，此值即 U_{TH}，VD 才处于正偏而导通，U_o 随 U_i 改变。

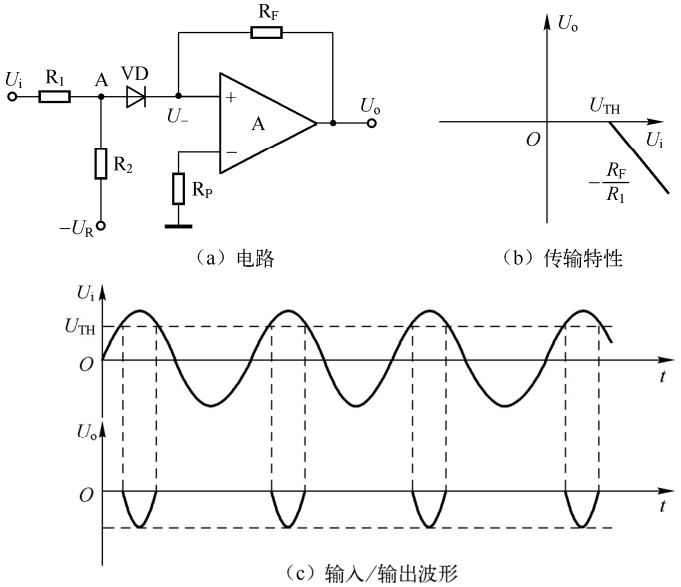
可以推得

$$U_{\mathrm{TH}}=\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)U_{\mathrm{D}}+\frac{R_1}{R_2}U_{\mathrm{R}} \tag{9-2}$$

式中，U_D 为二极管 VD 的管压降，一般硅管为 0.6～0.8V，锗管为 0.1～0.3V。

$$\begin{cases} U_{\mathrm{i}}<U_{\mathrm{TH}}\text{时，}U_{\mathrm{o}}=0\text{，称为限幅区} \\ U_{\mathrm{i}}\geqslant U_{\mathrm{TH}}\text{时，}U_{\mathrm{o}}=-\dfrac{R_{\mathrm{F}}}{R_1}(U_{\mathrm{i}}-U_{\mathrm{TH}})\text{，}U_{\mathrm{o}}\text{随}U_{\mathrm{i}}\text{而改变，称为传输区} \end{cases}$$

传输特性和输入/输出波形如图 9-3（b）、（c）所示。



（a）电路　　（b）传输特性

（c）输入/输出波形

图 9-3　二极管串联式限幅电路

【例 9.1】 二极管串联式限幅电路的仿真电路如图 9-4 所示。图中，U_1 为运算放大器 LM324，双电源 ± 15V 供电，R_1=R_2=5kΩ，R_F=R_P=10kΩ，VD_1 为小型高速开关二极管 1N4148。从 INPUT 处输入信号，从 OUTPUT 处输出信号。

从 INPUT 处输入 1V 直流电压信号，置-U_R 端电压为-2V，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出电压值，如图 9-4 所示。可见，测量输出的电压表显示+0.0V。

再从 INPUT 处输入 5V 直流电压信号，-U_R 端电压仍为-2V，重新仿真，测出电路的输出电压值，如图 9-5 所示。可见，测量输出的电压表显示-3.55V。

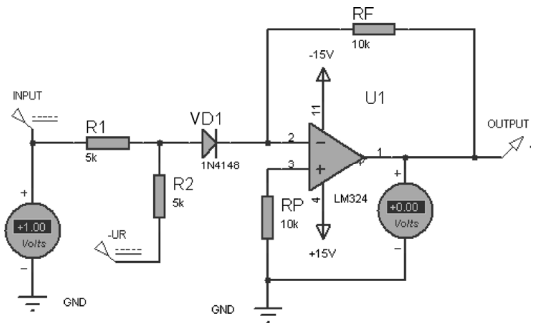


图 9-4 二极管串联式限幅电路

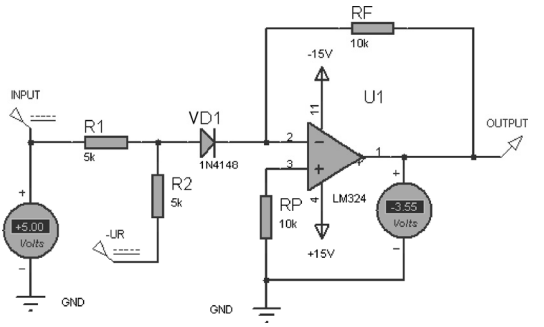


图 9-5 二极管串联式限幅电路测试图

再从 INPUT 处输入不同的直流电压信号，-U_R 端电压维持不变，重新仿真，测出电路的输出电压值，发现有以下规律：

当 INPUT 输入值小于 3.4V 时，OUTPUT 处输出值为 0.0V；当 INPUT 输入值大于 3.4V 时，OUTPUT 处输出值按照公式 $U_o=-\dfrac{R_F}{R_1}(U_i-U_{TH})$ 变化。

现在，我们看一下理论计算的输出值是多少。

根据式（9-2），电路的上门限电压为

$$U_{TH}=\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)U_D+\frac{R_1}{R_2}U_R=\left(1+\frac{5}{5}\right)\times 0.7+\frac{5}{5}\times 2=3.4\text{V}$$

而

$$U_o=-\frac{R_F}{R_1}(U_i-U_{TH})=-\frac{10}{5}(5-3.4)=-3.2\text{V}$$

可见，电路的上门限电压值 U_{TH} 为 3.4V。当输入值 INPUT(5V)大于上门限电压值 U_{TH}(3.4V)时，输出值为 $U_o=-3.2$V。

可见，理论计算值与前面的实测结果相比较，发现两者较一致。

9.2.2 二极管并联式限幅电路

如图 9-6（a）所示为二极管并联式限幅电路，其输入信号、限幅二极管 VD 和运算放大器的输入端三者以并联方式相连接，故称为并联式限幅电路。为了得到预设的门限电压值，在二极管的负极接入了参考电压 U_R。

参考电压 U_R 相当于二极管 VD 的反向偏置，当输入电压 U_i 未达到一定数值时，A 点的

电压未达到比U_R高一个管压降U_D时，二极管 VD 不会导通，输出电压U_o随U_i而变化，处于传输区。只有U_i正向增加使U_A上升到比U_R高U_{VD}时，二极管 VD 导通，A 点的电压则被钳位到$U_{VD}+U_R$，输出电压U_o则不再变化，电路进入限幅区。

可以推得限幅输出电压

$$U_{TH}=\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)(U_D+U_R) \tag{9-3}$$

$$U_{OL}=-\frac{R_F}{R_2}(U_D+U_R) \tag{9-4}$$

传输区的输出电压

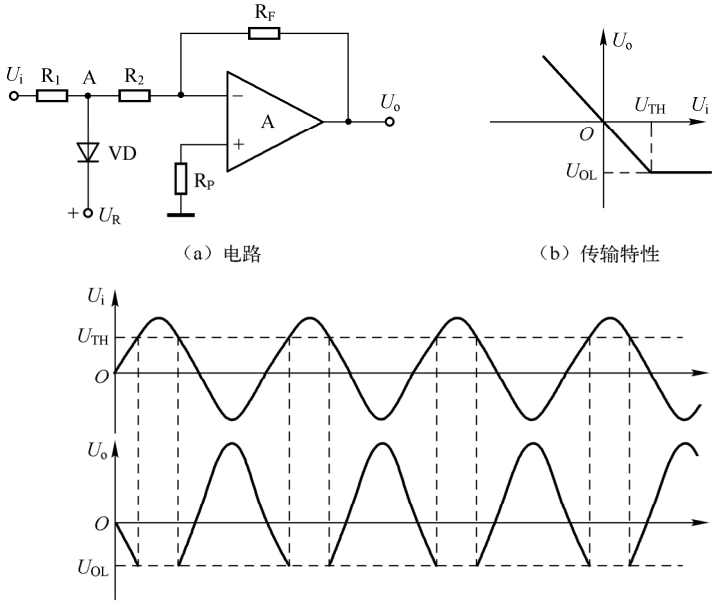
$$U_o=-\frac{R_F}{R_1+R_2}U_i \tag{9-5}$$

式中，U_{VD}为二极管 VD 的正向管压降，一般为 0.6～0.8V。

综合上述，可得

$$\begin{cases} U_i<U_{TH}\text{时，}\ U_o=-\dfrac{R_F}{R_1+R_2}U_i\text{，}\ U_o\text{随}U_i\text{而改变} \\ U_i>U_{TH}\text{时，}\ U_o=-\dfrac{R_F}{R_2}(U_D+U_R)=U_{OL}\text{，}\ \text{进入限幅区} \end{cases}$$

由此可得，并联式限幅电路的传输特性如图 9-6（b）所示，正弦输入时相对应的输出电压波形如图 9-6（c）所示。



（a）电路　　（b）传输特性

（c）输入/输出波形

图 9-6　二极管并联式限幅电路

由式（9-3）和式（9-4）可以看出，U_{TH}及相应的U_{OL}都与U_D有关，U_{VD}随温度的变

化必然会影响U_{TH}及U_{OL}的温度稳定性。为了提高温度稳定性，应采用温度补偿。

【例 9.2】 二极管并联式限幅电路如图 9-7 所示。图中，U_1为运算放大器 μA741，双电源±15V 供电，R_1=R_2=5kΩ，R_F=R_P=10kΩ，VD_1为小型高速开关二极管 1N4148。从 INPUT 处输入信号，从 OUTPUT 处输出信号。

根据式（9-3），电路的上门限电压为

$$U_{TH}=\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)(U_D+U_R)=\left(1+\frac{5}{5}\right)\times(0.7+3)=7.4V$$

$$U_{OL}=-\frac{R_F}{R_2}(U_D+U_R)=-\frac{10}{5}(0.7+3)=-7.4V$$

$$U_o=-\frac{R_F}{R_1+R_2}U_i=-\frac{10}{5+5}\times 3=-3.0V$$

从 INPUT 处输入 9V 直流电压信号，置+U_R端电压为+3V，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出电压值，如图 9-7 所示。可见，测量输出的电压表显示-7.42V。

再从 INPUT 处输入 3V 直流电压信号，+U_R端电压仍为+3V，重新仿真，测出电路的输出电压值，如图 9-8 所示。可见，测量输出的电压表显示-3.10V。

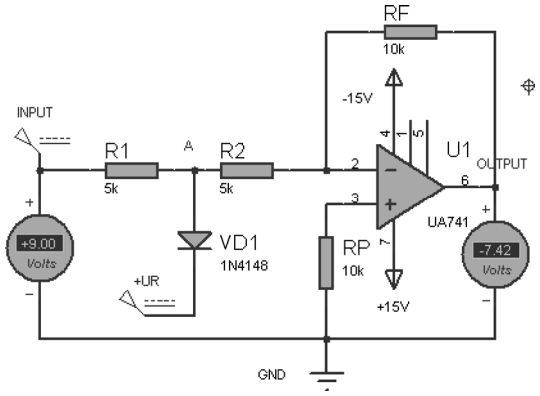


图 9-7 二极管并联式限幅电路

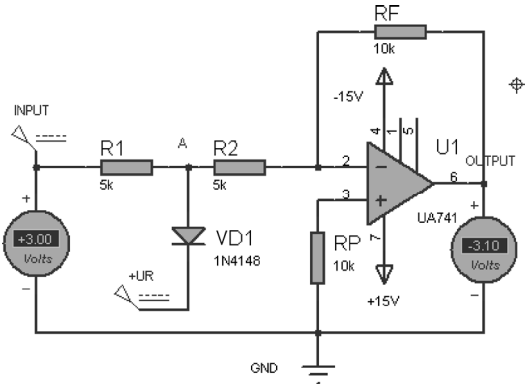


图 9-8 二极管并联式限幅电路测试图

由此可知，当输入值 INPUT 小于上门限电压值U_{TH}(3.4V)时，输出值$U_o=-\frac{R_F}{R_1+R_2}U_i$，$U_o$随$U_i$而改变；当输入值 INPUT 大于上门限电压值$U_{TH}$(3.4V)时，输出值$U_o=-\frac{R_F}{R_2}(U_D+U_R)=U_{OL}$，进入限幅区。

9.2.3 二极管区间限幅电路

如图 9-9（a）所示为二极管区间限幅电路，它是把两个不同U_{TH}的串联式限幅电路结合在一起得到的。

当$U_{THL}<U_i<U_{THH}$时，VD_1不导通，VD_2也不导通，无输入电压加到运算放大器的输入端，运算放大器输出U_o=0；$U_i>U_{THH}$，U_i必然更大于U_{THL}，VD_1导通，VD_2仍不导通，

$U_o=-\dfrac{R_F}{R_1}U_i$；$U_i<U_{THL}$，U_i必然更小于U_{THH}，VD_2导通，VD_1截止，$U_o=-\dfrac{R_F}{R_2}U_i$。

可推出

$$U_{THH}=\left(1+\frac{R_1}{R_3}\right)U_D+\frac{R_1}{R_3}U_{R1} \tag{9-6}$$

$$U_{THL}=-\left(1+\frac{R_2}{R_4}\right)U_D-\frac{R_2}{R_4}U_{R2} \tag{9-7}$$

式中，U_{VD}为二极管 VD 的管压降，一般为 0.6～0.8V。

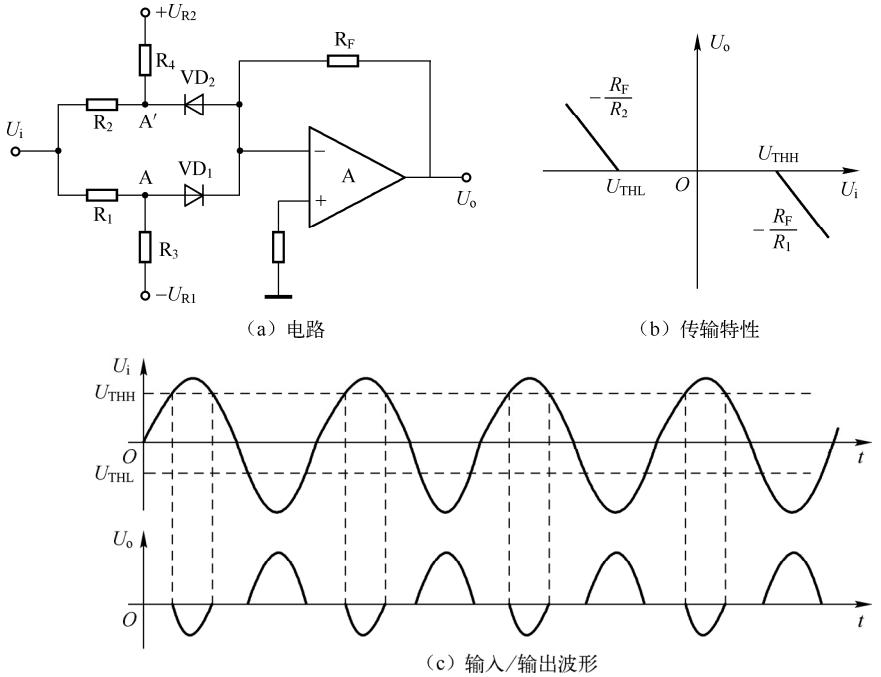
该电路有三个工作区：

$U_i\leqslant U_{THL}$时，$U_o=-\dfrac{R_F}{R_2}(U_i-U_{THL})$，该区为上传输区。

$U_{THL}<U_i<U_{THH}$时，$U_o=0$，该区为限幅区。

$U_i\geqslant U_{THH}$时，$U_o=-\dfrac{R_F}{R_1}(U_i-U_{THH})$，该区为下传输区。

根据以上分析，二极管区间限幅电路的传输特性如图 9-9（b）所示，它的输入/输出波形如图 9-9（c）所示。



（a）电路　　（b）传输特性

（c）输入/输出波形

图 9-9　二极管区间限幅电路

【例 9.3】 二极管区间限幅电路如图 9-10 所示。图中，U_1为运算放大器 LM358，双电源±15V 供电，R_1=R_2=R_3=R_4=5kΩ，R_F=R_P=10kΩ，VD_1 和 VD_2 为小型高速开关二极管 1N4148。从 INPUT 处输入信号，从 OUTPUT 处输出信号。

根据式（9-6）和式（9-7），电路的上下门限电压为

$$U_{\mathrm{THH}}=\left(1+\frac{R_1}{R_3}\right)U_{\mathrm{D}}+\frac{R_1}{R_3}U_{\mathrm{R1}}=\left(1+\frac{5}{5}\right)\times 0.6+\frac{5}{5}\times 3=4.2\mathrm{V}$$

$$U_{\mathrm{THL}}=-\left(1+\frac{R_2}{R_4}\right)U_{\mathrm{D}}-\frac{R_2}{R_4}U_{\mathrm{R2}}=-\left(1+\frac{5}{5}\right)\times 0.6-\frac{5}{5}\times 3=-4.2\mathrm{V}$$

当U_{i}=5 时，$U_{\mathrm{o}}=-\dfrac{R_{\mathrm{F}}}{R_1}(U_{\mathrm{i}}-U_{\mathrm{THH}})=-\dfrac{10}{5}(5-4.2)=-1.6\mathrm{V}$

当U_{i}=−5 时，$U_{\mathrm{o}}=-\dfrac{R_{\mathrm{F}}}{R_2}(U_{\mathrm{i}}-U_{\mathrm{THL}})=-\dfrac{10}{5}(-5+4.2)=1.6\mathrm{V}$

从 INPUT 处输入 1V 直流电压信号，置−U_{R1} 端电压为−3V，置+U_{R2} 端电压为+3V，用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出电压值，如图 9-11 所示。可见，测量输出的电压表显示 0.0V。

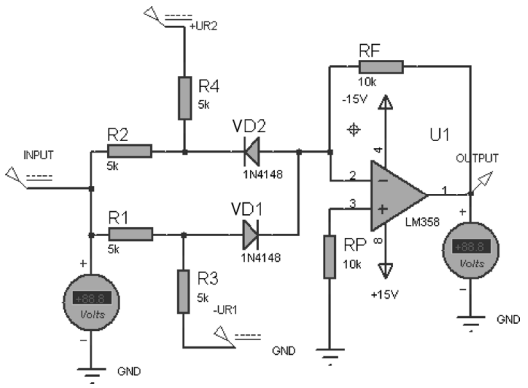


图 9-10　二极管区间限幅电路

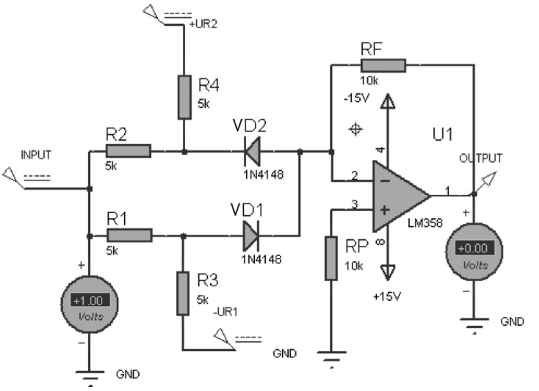


图 9-11　二极管区间限幅电路测试图（1）

再从 INPUT 处输入 5V 直流电压信号，仍置−U_{R1} 端电压为−3V，置+U_{R2} 端电压为+3V，重新仿真，测出电路的输出电压值，如图 9-12 所示。可见，测量输出的电压表显示−1.68V。

再从 INPUT 处输入−5V 直流电压信号，仍置−U_{R1} 端电压仍为−3V，置+U_{R2} 端电压为+3V，重新仿真，测出电路的输出电压值，如图 9-13 所示。可见，测量输出的电压表显示+1.70V。

改变从 INPUT 处输入的直流电压信号，重新仿真，得出对应输出值。可知，二极管区间限幅电路的输出值完全满足以下三条结论：

$$U_{\mathrm{i}}\leqslant U_{\mathrm{THL}}\text{时，}U_{\mathrm{o}}=-\frac{R_{\mathrm{F}}}{R_2}(U_{\mathrm{i}}-U_{\mathrm{THL}})$$

$$U_{\mathrm{THL}}<U_{\mathrm{i}}<U_{\mathrm{THH}}\text{时，}U_{\mathrm{o}}=0$$

$$U_{\mathrm{i}}\geqslant U_{\mathrm{THH}}\text{时，}U_{\mathrm{o}}=-\frac{R_{\mathrm{F}}}{R_1}(U_{\mathrm{i}}-U_{\mathrm{THH}})$$

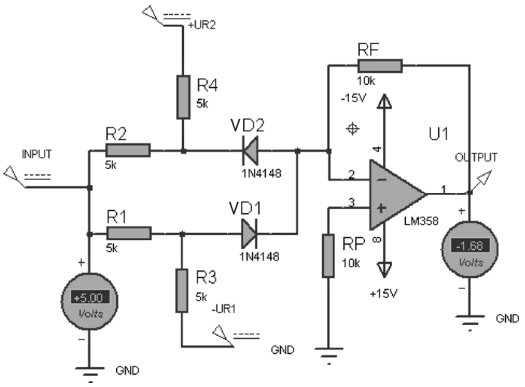


图 9-12　二极管区间限幅电路测试图（2）

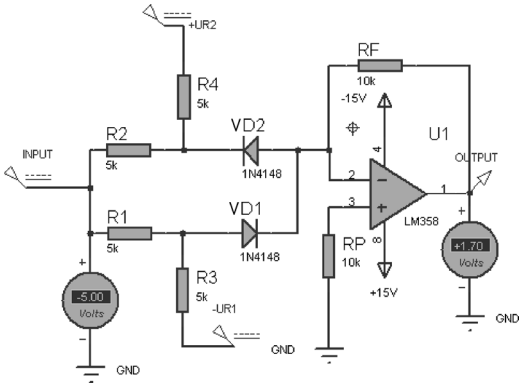


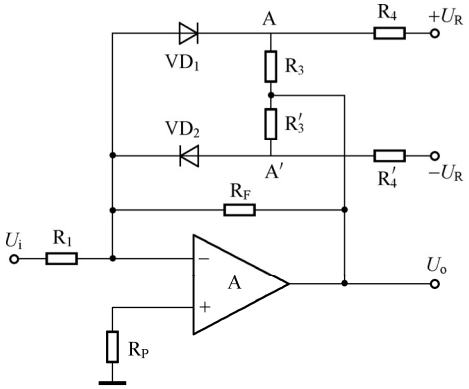
图 9-13　二极管区间限幅电路测试图（3）

9.3　二极管接在运算放大器反馈电路中的限幅电路

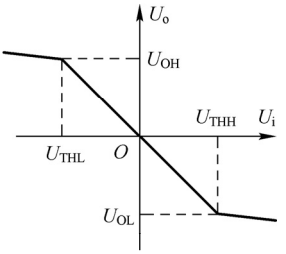
9.3.1　二极管双向限幅电路

如图 9-14（a）所示为二极管双向限幅电路。当输入信号 U_i 幅度较小时，二极管 VD_1、VD_2 均不导通，该电路是反相放大组态，电路处于传输区。

$$A_{UF}=-\frac{R_F}{R_1}\qquad U_o=-\frac{R_F}{R_1}U_i$$



（a）电路



（b）传输特性

图 9-14　二极管双向限幅电路

随着 U_i 正向增大，VD_1 导通，VD_2 仍截止。当 U_i 增大到 U_{THH} 时，VD_1 开始导通，VD_1 导通时其上的正向压降为 U_{VD1}，构成限幅器的运算放大器 A 为反相放大组态，U_i 为正时，U_A 为负。

可推导出，二极管双向限幅电路的上下门限电压分别为

$$U_{\mathrm{THH}}=\frac{R_1}{R_\mathrm{F}}\left[\left(1+\frac{R_3}{R_4}\right)U_{\mathrm{VD1}}+\frac{R_3}{R_4}U_\mathrm{R}\right] \tag{9-8}$$

$$U_{\mathrm{THL}}=-\frac{R_1}{R_\mathrm{F}}\left[\left(1+\frac{R'_3}{R'_4}\right)U_{\mathrm{VD2}}+\frac{R'_3}{R'_4}U_\mathrm{R}\right] \tag{9-9}$$

式中，U_{VD1}、U_{VD2} 分别为二极管 $\mathrm{VD_1}$、$\mathrm{VD_2}$ 的正向管压降，一般为 0.6～0.8V。

如果取 $R'_3=R_3$，$R'_4=R_4$，$\mathrm{VD_1}$、$\mathrm{VD_2}$ 特性相同，则限幅区的斜率相同。二极管双向限幅电路的传输特性如图 9-14（b）所示。

该电路也有三个工作区：

$U_\mathrm{i}\leqslant U_{\mathrm{THL}}$时，$U_\mathrm{o}=-\dfrac{R_\mathrm{F}/\!/R'_3}{R_1}(U_\mathrm{i}-U_{\mathrm{THL}})$，该区为上限幅区。

$U_{\mathrm{THL}}<U_\mathrm{i}<U_{\mathrm{THH}}$时，$U_\mathrm{o}=-\dfrac{R_\mathrm{F}}{R_1}U_\mathrm{i}$，该区为传输区。 （9-10）

$U_\mathrm{i}\geqslant U_{\mathrm{THH}}$时，$U_\mathrm{o}=-\dfrac{R_\mathrm{F}/\!/R_3}{R_1}(U_\mathrm{i}-U_{\mathrm{THH}})$，该区为下限幅区。

$\dfrac{R_\mathrm{F}}{R_1}\gg\dfrac{R_\mathrm{F}/\!/R_3}{R_1}$、$\dfrac{R_\mathrm{F}/\!/R'_3}{R_1}$，限幅区的斜率远低于传输区的斜率，体现了双向限幅的特性。

该电路的优点是限幅电压调节方便，工作频率较高。其缺点是限幅电压受环境温度的影响较大，因 U_{VD1}、U_{VD2} 受温度影响大。

【例 9.4】 二极管双向限幅电路如图 9-15 所示。图中，$\mathrm{U_1}$ 为运算放大器 LM358，双电源±15V 供电，$R'_3=R_3=5\mathrm{k\Omega}$，$R'_4=R_4=2\mathrm{k\Omega}$，$R_1=R_\mathrm{F}=R_\mathrm{P}=10\mathrm{k\Omega}$，$\mathrm{VD_1}$ 和 $\mathrm{VD_2}$ 为小型高速开关二极管 1N4148。从 U_I 处输入信号，从 U_O 处输出信号。

根据式（9-8）和式（9-9），电路的上下门限电压为

$$U_{\mathrm{THH}}=\frac{R_1}{R_\mathrm{F}}\left[\left(1+\frac{R_3}{R_4}\right)U_{\mathrm{VD1}}+\frac{R_3}{R_4}U_\mathrm{R}\right]=\frac{10}{10}\left[\left(1+\frac{5}{2}\right)\times0.6+\frac{5}{2}\times5\right]=14.6\mathrm{V}$$

$$U_{\mathrm{THL}}=-\frac{R_1}{R_\mathrm{F}}\left[\left(1+\frac{R'_3}{R'_4}\right)U_{\mathrm{VD2}}+\frac{R'_3}{R'_4}U_\mathrm{R}\right]=-14.6\mathrm{V}$$

（1）用模拟电压表测量。

从 U_I 处输入+3V 直流电压信号，置$-U_{\mathrm{R1}}$ 端电压为−5V，置$+U_{\mathrm{R2}}$ 端电压为+5V，用 Proteus 交互仿真功能，可以在 U_O 处测出电路的输出电压值，如图 9-16 所示。可见，测量输出的电压表显示−3.0V。

再从 U_I 处输入+18V 直流电压信号，仍置$-U_{\mathrm{R1}}$ 端电压为−5V，置$+U_{\mathrm{R2}}$ 端电压为+5V，重新仿真，测出电路的输出电压值，如图 9-17 所示。可见，测量输出的电压表显示−14.9V。

再从 U_I 处输入−18V 直流电压信号，仍置$-U_{\mathrm{R1}}$ 端电压为+5V，置$+U_{\mathrm{R2}}$ 端电压为+5V，重新仿真，测出电路的输出电压值，如图 9-18 所示。可见，测量输出的电压表显示+13.90V。

即 U_I=+18V，U_O=−14.9V

U_I=+3V，U_O=−3.00V

U_I=−18V，U_O=+13.9V

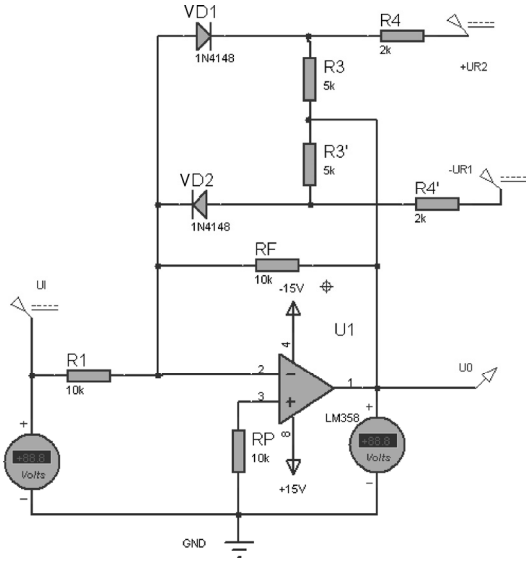


图 9-15　二极管双向限幅电路

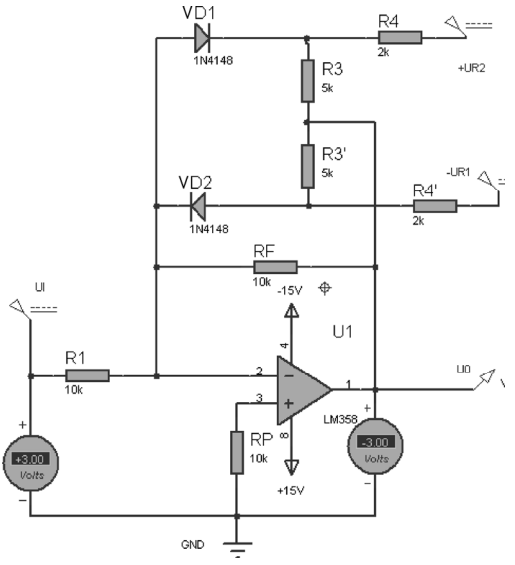


图 9-16　二极管双向限幅电路测试图（1）

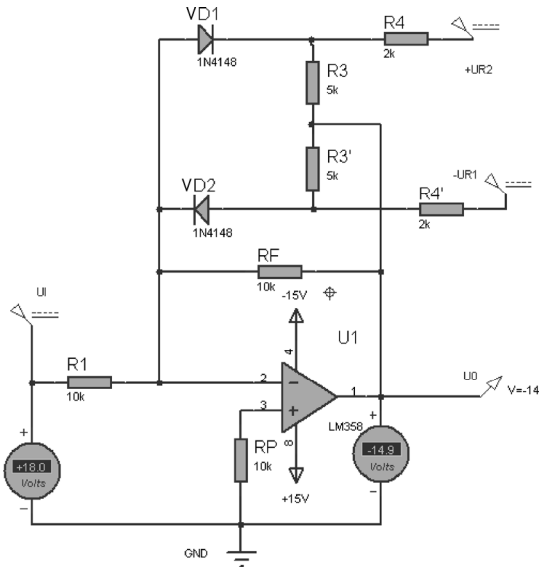


图 9-17　二极管双向限幅电路测试图（2）

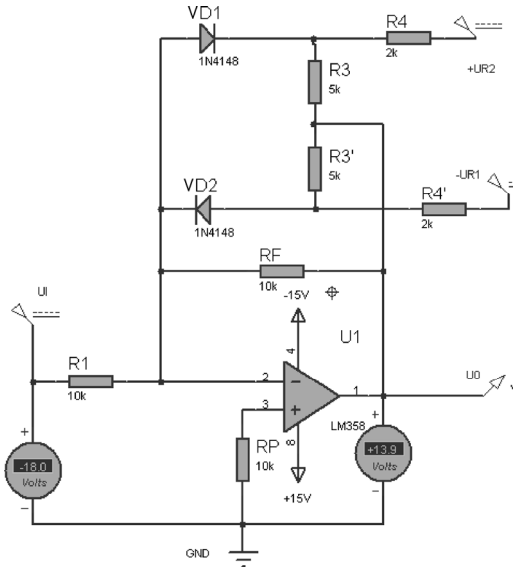


图 9-18　二极管双向限幅电路测试图（3）

根据公式（9-10），可计算得到

U_I=+18V，U_O=−1.1V

U_I=+3V，U_O=+3.00V

U_I=−18V，U_O=+1.1V

可见，当输入电压信号在U_{THH}、U_{THL}之间时，计算值和测量值比较一致；当输入信号在这个范围以外时，两者出入较大。

（2）用模拟示波器测量。

在图 9-15 中，接入模拟示波器，示波器的 A 通道接输出信号 U_O，示波器的 B 通道接输入信号 U_I，再从 U_I 处输入幅度为 18V、频率为 1kHz 的交流电压信号，$-U_{R1}$ 和$+U_{R2}$ 端电压仍为∓5V，重新仿真，仿真结果如图 9-19 所示。从示波器看到，B 通道是原输入的正弦波信号，A 通道是输出信号。输出信号特点是与原输入的正弦波信号反相，高低峰点被削去。从图上看，上下门限大概为+15V 和-15V，和用模拟电压表测得结果近似。

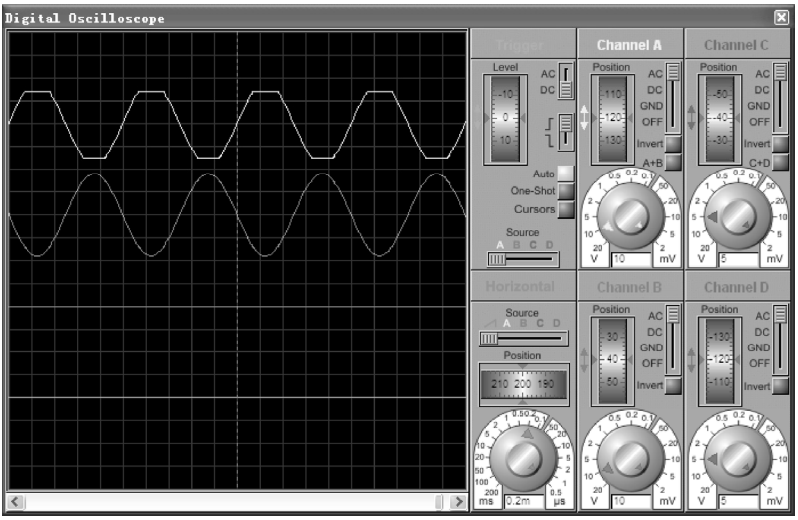


图 9-19　二极管双向限幅电路测试图（4）

9.3.2　稳压管双向限幅电路

如图 9-20（a）所示为稳压管双向限幅电路。在反相输入组态运算放大器反馈电阻 R_F 两端并联着对接的 VD_1、VD_2，VD_1、VD_2 特性相同，电压反偏时 U_{Z1} 和 U_{Z2} 相等，正偏时 U_{D1} 和 U_{D2} 相等。

可推导出，稳压管双向限幅电路的上下门限电压分别为

$$U_{THH}=\frac{R_1}{R_F}(U_{Z2}+U_{D1}) \tag{9-11}$$

$$U_{THL}=-\frac{R_1}{R_F}(U_{Z1}+U_{D2}) \tag{9-12}$$

式中，U_{Z1}、U_{Z2} 分别为稳压管 VD_1、VD_2 的反偏管压降；U_{D1}、U_{D2} 分别为稳压管 VD_1、VD_2 的正向管压降，一般为 0.6～0.8V。

该电路也有三个工作区：

$U_i \leqslant U_{THL}$时，$U_o=-\dfrac{(r_{Z1}+r_{D2})/\!/R_F}{R_1}(U_i-U_{THL})$，该区为上限幅区。

$U_{THL}<U_i<U_{THH}$时，$U_o=-\dfrac{R_F}{R_1}U_i$，该区为传输区。 （9-13）

$U_i \geqslant U_{THH}$时，$U_o = -\dfrac{(r_{Z2}+r_{D1})/\!/R_F}{R_1}(U_i - U_{THH})$，该区为下限幅区。

稳压管双向限幅电路的传输特性如图 9-20（b）所示，其输入/输出波形如图 9-20（c）所示。

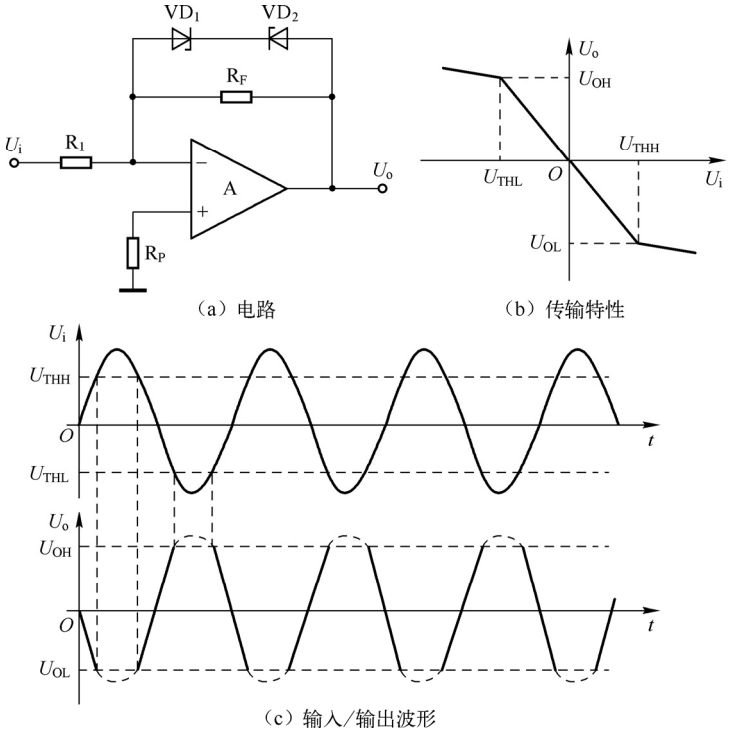


图 9-20　稳压管双向限幅电路

该电路的优点是结构简单，缺点是输出电压、门限电压均受环境温度的影响，且输出电压也不便调节。

【例 9.5】 稳压管双向限幅电路如图 9-21 所示。图中，运算放大器使用 LM358，供电电源电压为±15V，R_1=R_F=R_P=10kΩ，VD_1 和 VD_2 为稳压值为 5.1V 的稳压管 1N5231B。从 U_I 处输入信号，从 U_o 处输出信号。

根据式（9-11）和式（9-12），电路的上下门限电压为

$$U_{THH} = \frac{R_1}{R_F}(U_{Z2}+U_{D1}) = \frac{10}{10}(5.1+0.6) = 5.7\text{V}$$

$$U_{THL} = -\frac{R_1}{R_F}(U_{Z1}+U_{D2}) = -5.7\text{V}$$

（1）用模拟电压表测量。

从 U_I 处输入+5V 直流电压信号，用 Proteus 交互仿真功能，可以在 U_O 处测出电路的输出电压值，如图 9-22 所示。可见，测量输出的电压表显示-4.98V。

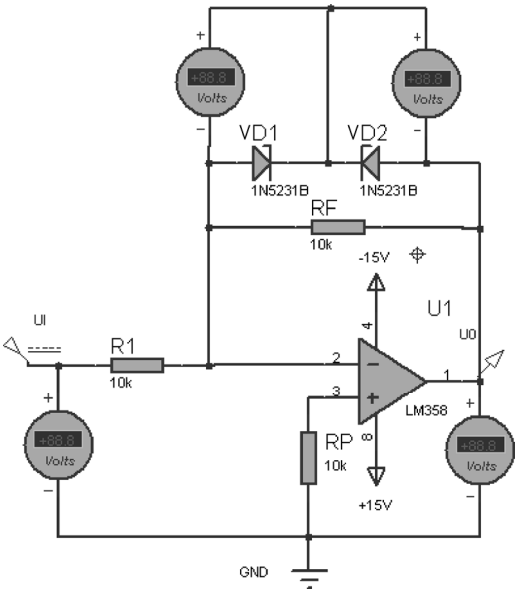


图 9-21　稳压管双向限幅电路

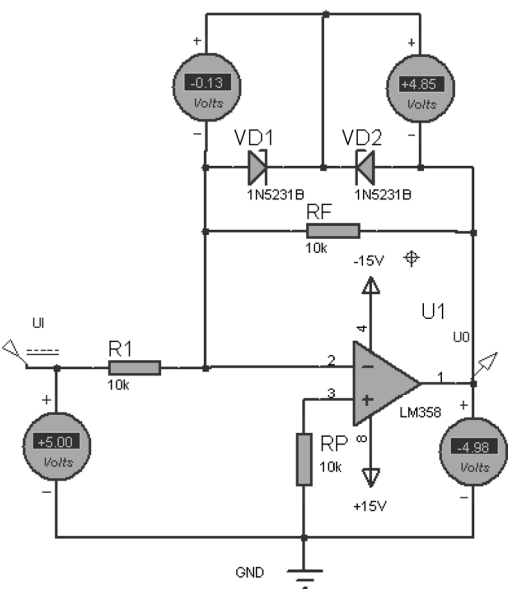


图 9-22　稳压管双向限幅电路测试图（1）

再从 U_I 处输入+8V 直流电压信号，重新仿真，测出电路的输出电压值，如图 9-23 所示。可见，测量输出的电压表显示−5.25V。

再从 U_I 处输入−8V 直流电压信号，重新仿真，测出电路的输出电压值，如图 9-24 所示。可见，测量输出的电压表显示+5.26V。

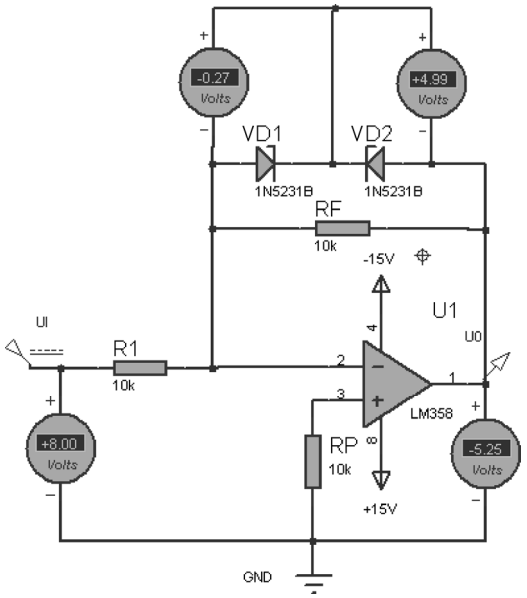


图 9-23　稳压管双向限幅电路测试图（2）

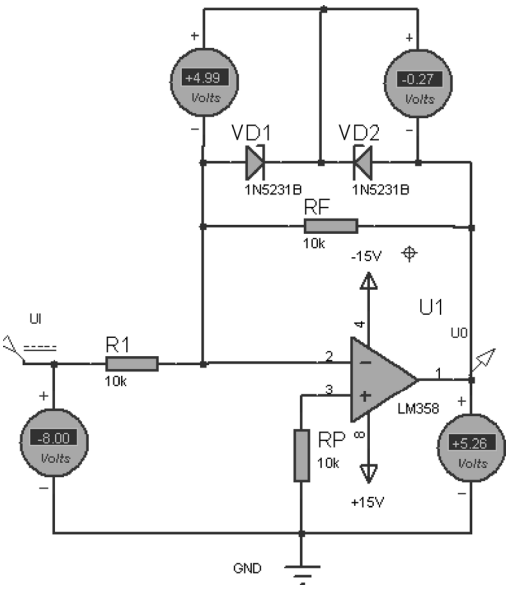


图 9-24　稳压管双向限幅电路测试图（3）

即　U_I=+8V，U_O=−5.25V

　　U_I=+5V，U_O=−4.98V

U_I=−8V，U_O=+5.26V

根据公式（9−13），可计算得到

U_I=+8V，U_O=−2.3V

U_I=+5V，U_O=−5.0V

U_I=−8V，U_O=+2.3V

可见，当输入电压信号在U_{THH}、U_{THL}之间时，计算值和测量值比较一致；当输入信号在这个范围以外时，两者出入较大。

（2）用模拟示波器测量。

在图 9−21 中，接入模拟示波器，示波器的 A 通道接输出信号 U_O，示波器的 B 通道接输入信号 U_I，再从 U_I 处输入幅度为 8V、频率为 1kHz 的交流电压信号，重新仿真，仿真结果如图 9−25 所示。从示波器看到，B 通道是原输入的正弦波信号，A 通道是输出信号。输出信号特点是与原输入的正弦波信号反相，高低峰点被削去。从图上看，上下门限大概为 +5V 和−5V，和用模拟电压表测得结果近似。

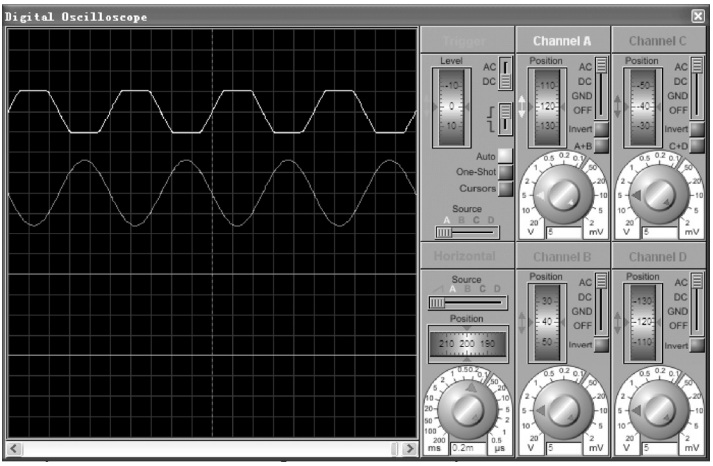


图 9−25　稳压管双向限幅电路测试图（4）

9.3.3　二极管桥式区间限幅电路

如图 9−26（a）所示为二极管桥式区间限幅电路。二极管电桥接在负反馈电路中，它们的导通情况与参考电压 $\pm U_R$、R 及输入电压 U_i 有关。二极管的导通与截止，将改变负反馈量而导致传输系数的改变，达到限幅区输出电压 U_o=0 的目的。

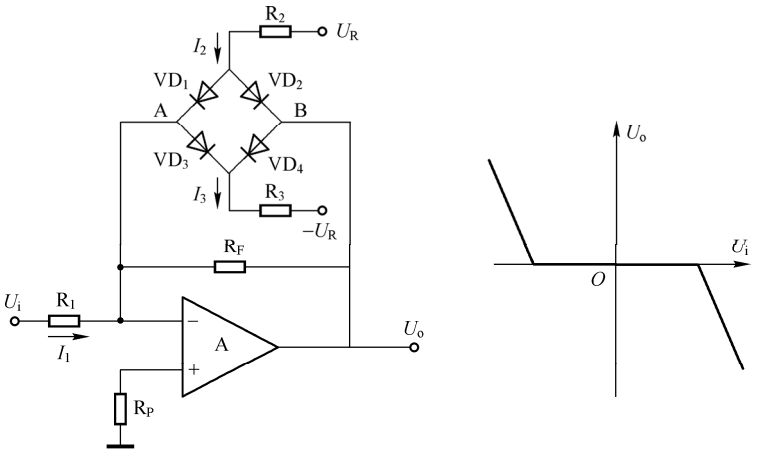
设四个二极管特性相同，正偏导通时，各自的电压降均为 U_D，导通时的导通电阻为 r_d，$r_d \approx 0$。$VD_1 \sim VD_4$ 二极管的导通与否受参考电源 $\pm U_R$ 和输入及输出信号电压的双重控制。

可推导出，二极管桥式区间限幅电路的上下门限电压分别为

$$U_{THH} = \frac{R_1}{R_3}(U_R - U_{D3}) \tag{9−14}$$

$$U_{THL} = -\frac{R_1}{R_2}(U_R - U_{D1}) \tag{9−15}$$

式中，U_{D1}、U_{D3}分别为二极管 VD_1、VD_3的正向管压降。二极管桥式区间限幅电路的传输特性如图 9-26（b）所示。



（a）电路　　（b）传输特性

图 9-26　二极管桥式区间限幅电路

该电路的三个工作区为：

$$\begin{aligned}
&U_{\mathrm{i}}<U_{\mathrm{THL}}\text{时，}U_{\mathrm{o}}=-\frac{R_{\mathrm{F}}}{R_1}U_{\mathrm{i}}\text{，电路处于上传输区。}\\
&U_{\mathrm{THL}}<U_{\mathrm{i}}<U_{\mathrm{THH}}\text{时，}U_{\mathrm{o}}=0\text{，电路处于限幅区（死区）。}\\
&U_{\mathrm{i}}>U_{\mathrm{THH}}\text{时，}U_{\mathrm{o}}=-\frac{R_{\mathrm{F}}}{R_1}U_{\mathrm{i}}\text{，电路处于下传输区。}
\end{aligned}\qquad (9\text{-}16)$$

二极管桥式区间限幅电路的优点是电路简单，但其门限电压与二极管参数有关，温度稳定性较差。

【例 9.6】 二极管桥式区间限幅电路如图 9-27 所示。图中，U_1为运算放大器 LM358，双电源±15V 供电，$R_1=R_2=R_3=R_F=R_P=10\mathrm{k}\Omega$，$VD_1$～$VD_4$为小型高速开关二极管 1N4148。从 U_I处输入信号，从 U_O处输出信号。

根据式（9-14）和式（9-15），二极管桥式区间限幅电路的上下门限电压为

$$U_{\mathrm{THH}}=\frac{R_1}{R_3}(U_{\mathrm{R}}-U_{\mathrm{D3}})=\frac{10}{10}(12-0.6)=11.4\mathrm{V}$$

$$U_{\mathrm{THL}}=-\frac{R_1}{R_2}(U_{\mathrm{R}}-U_{\mathrm{D1}})=-11.4\mathrm{V}$$

（1）用模拟电压表测量。

从 U_I 处输入+10V 直流电压信号，置$-U_R$ 端电压为−12V，置$+U_R$ 端电压为+12V，用 Proteus 交互仿真功能，可以在 U_O 处测出电路的输出电压值，如图 9-28 所示。可见，测量输出的电压表显示−0.11V。

再从 U_I 处输入 18V 直流电压信号，$+U_R$和$-U_R$端电压仍为±12V，重新仿真，测出电路的输出电压值，如图 9-29 所示。可见，测量输出的电压表显示−6.65V。

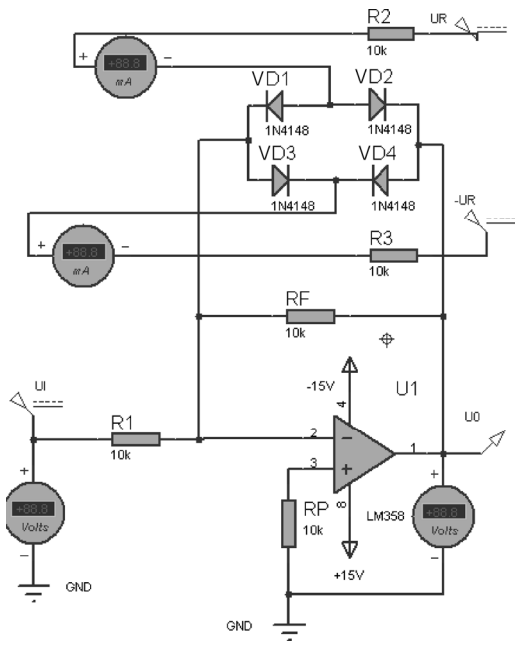


图 9-27　二极管桥式区间限幅电路

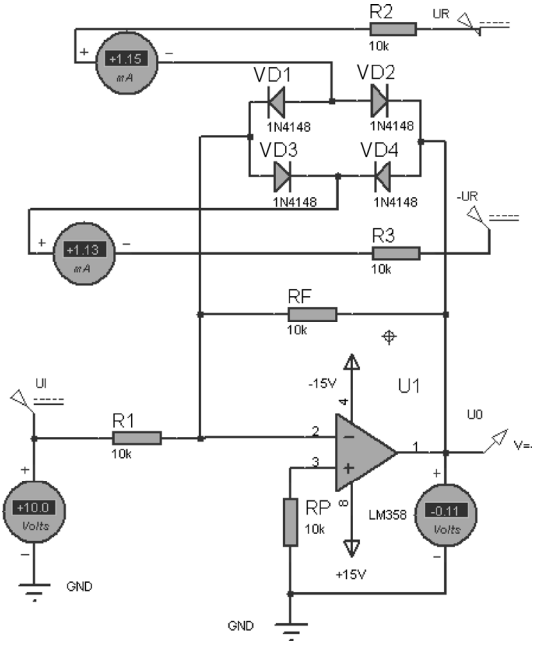


图 9-28　二极管桥式区间限幅电路测试图（1）

再从 U_I 处输入−18V 直流电压信号，$+U_R$ 和$-U_R$ 端电压仍为±12V，重新仿真，测出电路的输出电压值，如图 9-30 所示。可见，测量输出的电压表显示+6.67V。

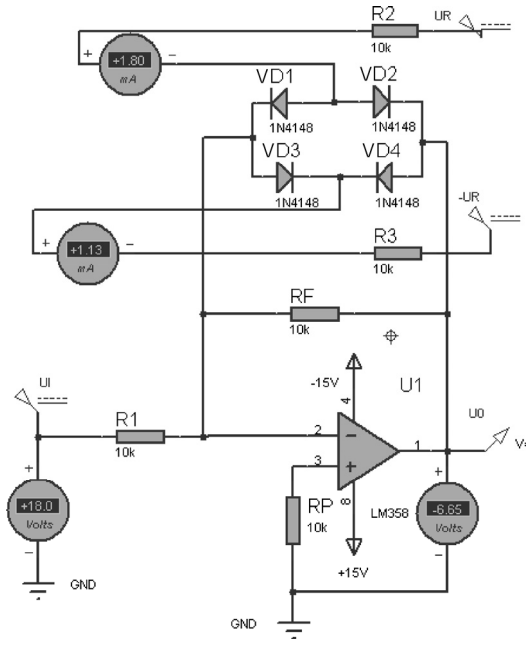


图 9-29　二极管桥式区间限幅电路测试图（2）

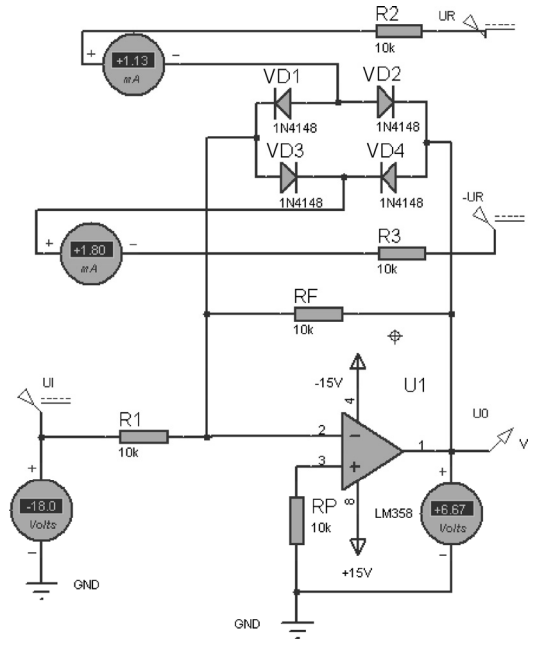


图 9-30　二极管桥式区间限幅电路测试图（3）

即　U_1=+18V，U_O=−6.65V

　　U_1=+10V，U_O=−0.11V

U_I=−18V，U_O=+6.67V

根据公式（9−16），可计算得到

U_I=+18V，U_O=−18V

U_I=+10V，U_O=0.0V

U_I=−18V，U_O=−18V

可见，当输入电压信号在 U_{THH}、U_{THL} 之间时，计算值和测量值比较一致；当输入信号在这个范围以外时，两者出入较大。

（2）用模拟示波器测量。

在图 9−27 中接入模拟示波器，示波器的 A 通道接输出信号 U_O，示波器的 B 通道接输入信号 U_I，再从 U_I 处输入幅度为 18V、频率为 1kHz 的交流电压信号，$+U_R$ 和 $-U_R$ 端电压仍为±12V，重新仿真，仿真结果如图 9−31 所示。从示波器看到，B 通道是原输入的正弦波信号，A 通道是输出信号。输出信号特点是与原输入的正弦波信号反相，保留高低峰点，中部被移走。从图上看，高低峰点的幅度大约是 ±6 V，这和用模拟电压表测得结果近似。

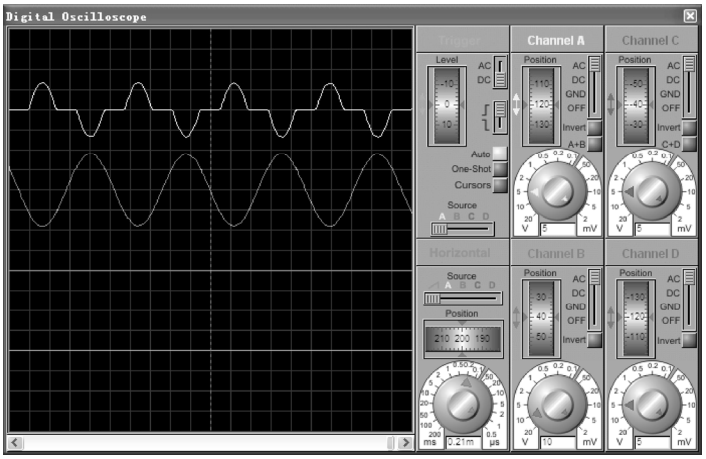


图 9−31　二极管桥式区间限幅电路测试图（4）



（1）所谓限幅电路，就是当输入信号电压在一定范围内变化时，输出电压成比例地改变，而在超出该范围时，输出电压不再跟随输入信号变化，而保持在某一固定值上。

（2）限幅电路可分为单向限幅电路、双向限幅电路和区间限幅电路三种。

（3）在限幅电路中，直接起限幅作用的电子元件是二极管和稳压管。

（4）本章主要讨论了两种限幅电路：二极管接在运算放大器输入回路中的限幅电路和二极管接在运算放大器反馈回路中的限幅电路。

第 10 章　电流反馈运算放大器

电流反馈运算放大器（Current-Feedback Operational Amplifier，CFA），又称电流反馈型运算放大器、电流模式运算放大器，是 20 世纪 90 年代初期迅速发展的新型超高速运算放大器。电流反馈运算放大器是一种别具特色的单片集成电路，它和前面介绍过的电压反馈运算放大器（Voltage-Feedback Operational Amplifier，VFA），又称电压反馈型运算放大器、电压模式运算放大器，有诸多不同。两者最重要的区别是：电压反馈运算放大器在放大高频信号时会受到增益带宽积（GBW）的限制，因此放大的信号频率不能太高。电流反馈运算放大器在放大高频信号时，没有增益带宽积（GBW）的限制，只是电流反馈运算放大器的噪声和精度指标较电压反馈运算放大器稍微差一些。

1965 年，第一块单片集成电压反馈运算放大器出现以来，它在模拟信号处理上一直占据主导地位。近 20 多年来，以电流为信号变量的电路在信号处理中的巨大潜力被挖掘出来。电流模式电路可以解决电压模式电路所遇到的一些难题，在速度、带宽、动态范围等方面获得更优良的性能。在高频、高速信号处理领域，电流模式的电路设计方法正在取代电压模式的传统设计方法。

10.1　电流反馈运算放大器的同相输入方式

在实际应用中，电流反馈运算放大器都工作在闭环状态，现以负反馈放大器为例，分析电流反馈运算放大器的负反馈闭环特征。

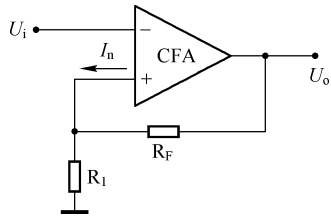


图 10-1　CFA 同相电压放大器电路

10.1.1　闭环直流特性

把电流反馈运算放大器接成同相输入的负反馈放大器，电路如图 10-1 所示，从外表看与电压反馈运算放大器同相放大器相同，但内部机制不同。

可以推出

$$A_{UF}=\frac{U_o}{U_i}=\left(1+\frac{R_F}{R_1}\right)\frac{1}{1+\frac{R_F}{R_T}} \tag{10-1}$$

式中，R_T 是 CFA 运算放大器内的电阻，固定值，典型值为 3MΩ。由式（10-1）可知，$\frac{R_F}{R_T}$ 越小，A_{UF} 越接近$\left(1+\frac{R_F}{R_1}\right)$。即

$$A_{UF}=1+\frac{R_F}{R_1} \tag{10-2}$$

这就是 CFA 运算放大器的同相输入闭环电压放大倍数公式。

10.1.2 闭环频率特性

当 $R_T \gg R_F$ 时，可以推出

$$A_{UF}(s)\approx\frac{1+\frac{R_F}{R_1}}{1+sR_FC_T} \tag{10-3}$$

从式（10-3）可知，$\omega\approx0$ 或低频时 $A_{UF}(s)=1+\frac{R_F}{R_1}$。并可看出同相输入闭环电压放大器-3dB 时带宽为

$$BW_F=\frac{1}{2\pi R_FC_T} \tag{10-4}$$

式中，C_T 是 CFA 运算放大器内的电容，固定值，典型值为 3～5pF。式（10-3）和式（10-4）表明，对于一个给定的 CFA 同相放大电路，C_T 是固定值，其闭环带宽取决于反馈电阻 R_F 值，可用 R_F 调节带宽；闭环电压放大倍数则可用 R_1 值来控制，实现电压放大倍数与带宽的独立调节。

10.1.3 实例

【例 10.1】 如图 10-2 所示为 CFA 同相电压放大器。图中，U_1 为 CFA 运算放大器 AD8001A，双电源±5V 供电，电阻 $R_1=R_F=10k\Omega$。从 INPUT 处输入信号，从 OUTPUT 处输出信号。

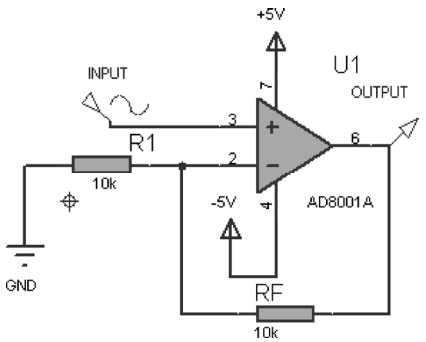


图 10-2 CFA 同相电压放大器

从 INPUT 处输入交流电压信号，如所加信号为幅度 1V、频率 1kHz 的交流信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的频率特性图，如图 10-3 所示。图中的黑线是对数幅频特性曲线，红线是相频特性曲线。由图可见，对数幅频特性曲线幅值是 10MHz 才有所下降。最大值处增益是 6dB（6dB 对应的放大倍数为 2）。通带截止频率应在 6dB-3dB =3dB 处。依此测出通带截止频率 f_0 约为 50MHz。

根据 VFA 运算放大器的同相输入闭环电压放大倍数公式 $A_{UF}=1+R_F/R_1$ 可知，$A_{UF}=1+10/10=2$，即本电路通带放大倍数为 2。

根据 VFA 运算放大器的同相输入闭环电压放大器−3dB 时带宽公式（10−4）知

$$BW_F=\frac{1}{2\pi R_F C_T}=\frac{1}{2\times 3.14\times 10\times 10^3\times 3\times 10^{-12}}=5305321.2\text{Hz}=5.30\text{MHz}$$

从上面结果可知，电路通带放大倍数计算值与实测值一致，−3dB 时带宽计算值与实测值出入较大。

图 10−4 是 CFA 同相电压放大器输入/输出波形图，图中黑线是原输入的幅度 1V、频率 1kHz 的正弦波交流信号，红线是输出信号，可见输出信号还是同相的正弦波信号，只是幅度放大了一倍（或放大倍数是 2）。

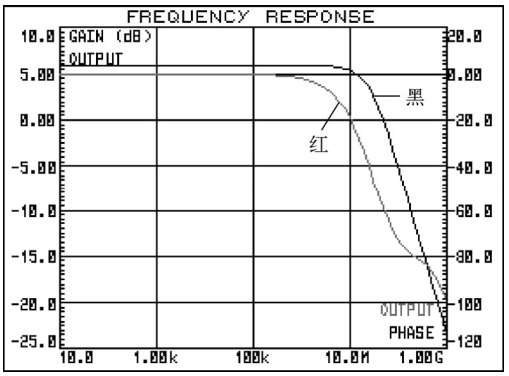


图 10−3　CFA 同相电压放大器频率特性图

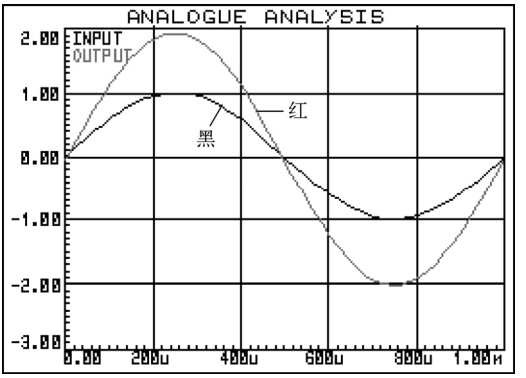


图 10−4　CFA 同相电压放大器输入/输出波形图

10.2　电流反馈运算放大器的反相输入方式

10.2.1　闭环直流特性

把电流反馈运算放大器接成反相输入的负反馈放大器，电路如图 10−5 所示。

可以推出

$$A_{UF}=\frac{U_o}{U_i}=-\frac{R_F}{R_1}\cdot\frac{1}{1+\dfrac{R_F}{R_T}}\qquad(10-5)$$

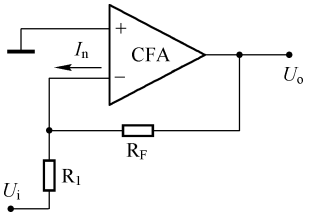


图 10−5　CFA 反相电压放大器电路

式中，R_T 是 CFA 运算放大器内的电阻，固定值，典型值为 3MΩ。由式（10−5）可知，$\frac{R_F}{R_T}$ 越小，A_{UF} 越接近 $-\frac{R_F}{R_1}$。若 $\frac{R_F}{R_T}\ll 1$，或 $R_T\gg R_F$，则式（10−5）近似为

$$A_{UF}=-\frac{R_F}{R_1}\qquad(10-6)$$

这就是 CFA 运算放大器的反相输入闭环电压放大倍数公式。

10.2.2 闭环频率特性

当 $R_T \gg R_F$ 时，可以推出

$$A_{UF}(s) \approx \frac{-\frac{R_F}{R_1}}{1+sR_FC_T} \tag{10-7}$$

从式（10-7）可得出，$\omega \approx 0$ 或低频时 $A_{UF}(s) = -\frac{R_F}{R_1}$。并可看出反相输入闭环电压放大器 -3dB 时带宽为

$$BW_F = \frac{1}{2\pi R_FC_T} \tag{10-8}$$

式中，C_T 是 CFA 运算放大器内的电容，固定值，典型值为 3～5pF。对于一个给定的 CFA 反相放大电路，C_T 是固定值，其闭环带宽取决于反馈电阻 R_F 值，可用 R_F 调节带宽；闭环电压放大倍数则可用 R_1 值来控制，实现电压放大倍数与带宽的独立调节。

严格考虑 CFA 构成的反相输入闭环电压放大器，闭环带宽与闭环电压放大倍数并非完全孤立，降低 $\frac{R_F}{R_1}$ 的比值，闭环电压放大倍数对带宽的影响会大大减弱。

由以上对 CFA 负反馈闭环特性的讨论可知，不论反相输入或同相输入方式，其闭环电压放大器都具有下列特点：

① 闭环带宽主要由时间常数 R_FC_T 决定，对于给定的集成 CFA 运算放大器，C_T 为常数，带宽主要由反馈电阻 R_F 决定，改变 R_F 可以调节带宽。

② 闭环直流（低频）电压放大倍数由 R_F/R_1 的比值决定，改变 R_1 可调节电压放大倍数，对带宽的影响很小。因此，可实现增益与带宽的独立调节，或者在不同增益下基本实现恒定带宽。这一特征是电压模式集成运算放大器做不到的。

10.2.3 实例

【例 10.2】 如图 10-6 所示为 CFA 反相电压放大器。图中，U_1 为 CFA 运算放大器 AD8001A，双电源±5V 供电，电阻 $R_1=R_F=10k\Omega$。从 INPUT 处输入信号，从 OUTPUT 处输出信号。

从 INPUT 处输入交流电压信号，如所加信号为幅度 1V、频率 1kHz 的交流信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出电路的频率特性图，如图 10-7 所示。图中的黑线是对数幅频特性曲线，红线是相频特性曲线。由图可见，对数幅频特性曲线幅值是 10MHz 才有所下降。最大值处增益是 0dB（0dB 对应的放大倍数为 1）。通带截止频率应在 0-3dB=-3dB 处。依此测出通带截止频率 f_0 约为 50MHz。

根据 VFA 运算放大器的反相输入闭环电压放大倍数公式 $A_{UF}=-R_F/R_1$ 可知，$A_{UF}=-10/10=-1$，即本电路通带放大倍数为-1。

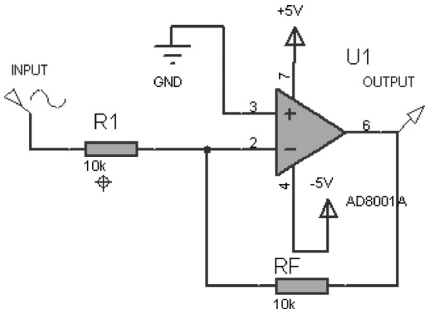


图 10-6　CFA 反相电压放大器

根据 VFA 运算放大器的反相输入闭环电压放大器-3dB 时带宽公式（10-8）知

$$BW_F=\frac{1}{2\pi R_F C_T}=\frac{1}{2\times 3.14\times 10\times 10^3\times 3\times 10^{-12}}=5305321.2\text{Hz}=5.30\text{MHz}$$

从上面结果可知，电路通带放大倍数计算值与实测值一致，-3dB 时带宽计算值与实测值出入较大。

图 10-8 是 CFA 反相电压放大器输入/输出波形图，图中黑线是原输入的幅度 1V、频率 1kHz 的正弦波交流信号，红线是输出信号，可见输出信号是反相的正弦波信号，幅度相同（或放大倍数是 1）。

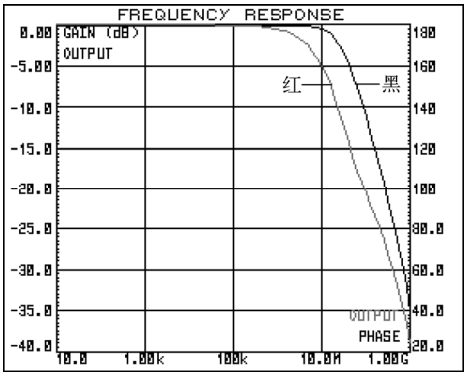


图 10-7　CFA 反相电压放大器频率特性图

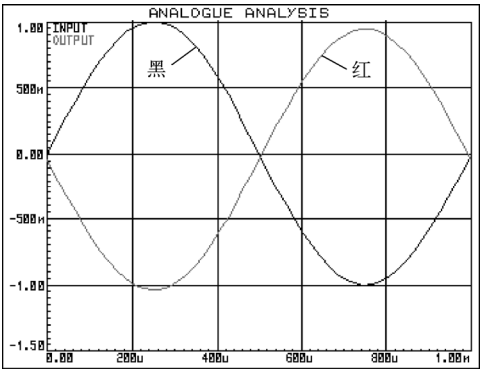


图 10-8　CFA 反相电压放大器输入/输出波形图

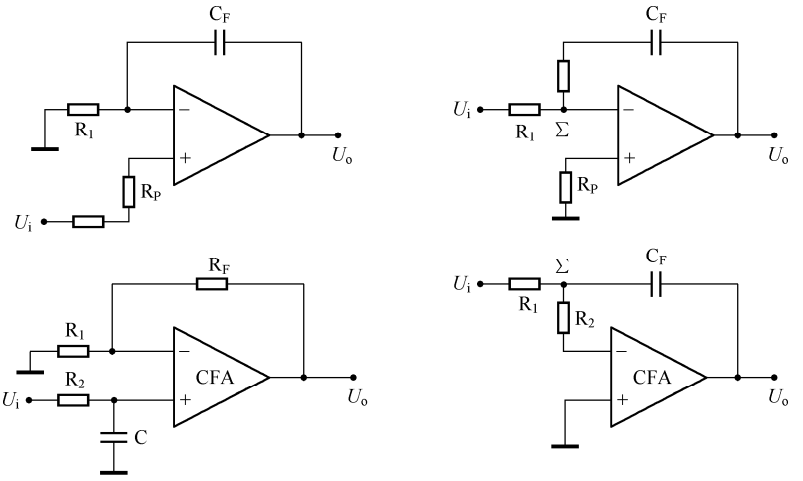
10.3　CFA 构成的积分电路

10.3.1　CFA 运算放大器构成的积分电路

电流反馈运算放大器应用时都工作在闭环状态，从电路结构形式上看与电压反馈运算放大器基本相同，但由于两者内部结构的差异，电路的构成上有所区别。

由于 CFA 反相输入端的输入电阻很低，R_F 不能为零，R_F=0 相当于输出直接与反向输入端相连，这样相当于输出短路，会使 CFA 过热而烧毁，或导致过流过热保护而无输

出。R_F 至少要 1kΩ以上的电阻。同相输入积分器不宜采用在输出端接微分电容的方式，而要在输入端加积分电容，如图 10-9（a）所示。反相积分时必须重新设置相加点，如图 10-9（b）所示。



（a）同相积分电路的差别　　（b）反相积分电路的差别

图 10-9　CFA（下）与电压反馈运算放大器（上）构成的积分电路区别

10.3.2　同相积分电路实例

【例 10.3】 由 CFA 运算放大器构成的同相积分电路如图 10-10 所示。图中，U_1 为 CFA 运算放大器 AD8001A，双电源±5V 供电，电阻 R_1=R_2=R_F=1kΩ，C_1=0.5μF。从 INPUT 处输入信号，从 OUTPUT 处输出信号。图中 OUTPUT 处的虚拟示波器是为观看输出波形用的。

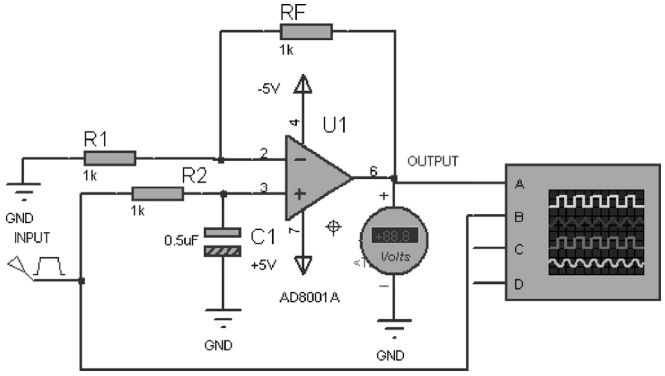


图 10-10　由 CFA 运算放大器构成的同相积分电路

用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出波形，如图 10-11 所示。由图可见，示波器 B 通道输出方波，A 通道输出三角波。示波器 B 通道输入的为幅度 1V、频率 1kHz 的方波信号，A 通道的三角波是同相积分电路输出的积分信号。此三角波形的幅度也是 1V，频率也是 1kHz。

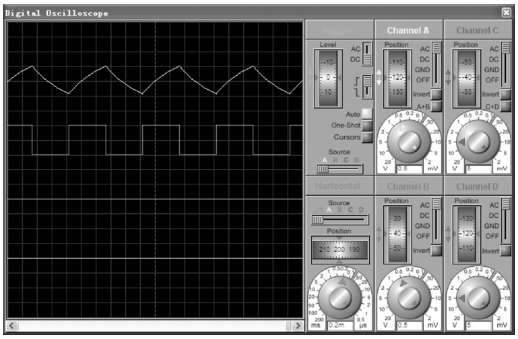


图 10-11　由 CFA 运算放大器构成的同相积分电路的输入/输出波形

10.3.3　反相积分电路实例

【例 10.4】 由 CFA 运算放大器构成的反相积分电路如图 10-12 所示。图中，U_1 为 CFA 运算放大器 AD8001A，双电源 ± 5V 供电，电阻 R_1=R_2=1kΩ，C_F=0.5μF。从 INPUT 处输入信号，从 OUTPUT 处输出信号。图中 OUTPUT 处的虚拟示波器是为观看输出波形用的。

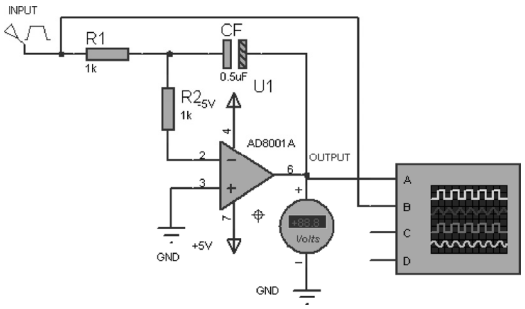


图 10-12　由 CFA 运算放大器构成的反相积分电路

用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出波形，如图 10-13 所示。由图可见，示波器 B 通道输出方波，A 通道输出三角波。示波器 B 通道输入的为幅度 1V、频率 1kHz 的方波信号，A 通道的三角波是反相积分电路输出的积分信号。此三角波形的幅度变小了，频率保持 1kHz，与原输入信号反相。

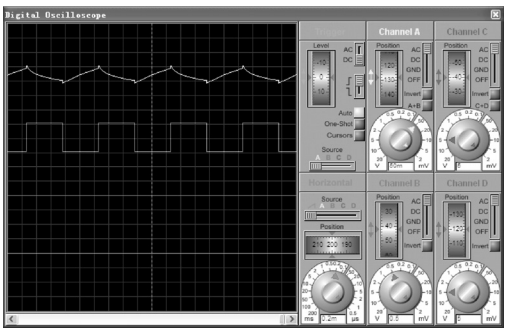


图 10-13　由 CFA 运算放大器构成的反相积分电路的输入/输出波形

10.4 CFA 构成的单端-差分信号转换电路

10.4.1 单端-差分信号转换电路介绍

由 CFA 运算放大器构成的单端-差分信号转换电路如图 10-14 所示。如按照图中元件参数，该电路放大倍数为 10 倍。该电路的优点是可抑制共模信号，屏蔽噪声。

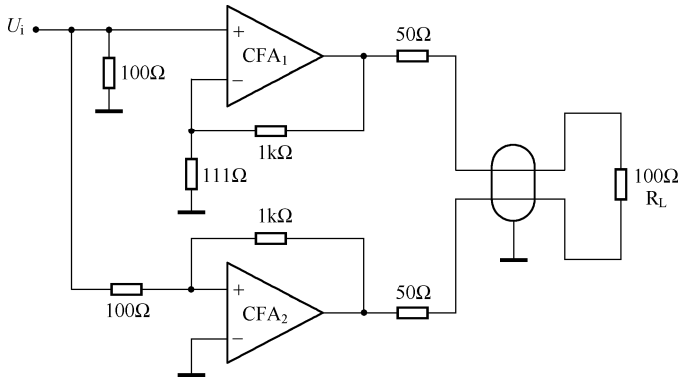


图 10-14 由 CFA 运算放大器构成的单端-差分信号转换电路

10.4.2 单端-差分信号转换电路应用实例

【例 10.5】 由 CFA 运算放大器构成的单端-差分信号转换电路如图 10-15 所示。图中，U_1 和 U_2 均为 CFA 运算放大器 AD8001A，双电源±5V 供电，电阻 R_F=R_3=1kΩ，R_2=R_T=100Ω，R_G=111Ω，R_0=R_4=R_L=50Ω。从 INPUT 处输入信号，从 OUTPUT 处输出信号。

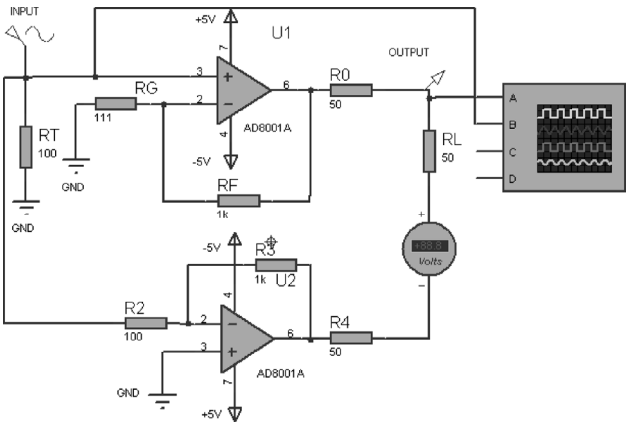


图 10-15 由 CFA 运算放大器构成的单端-差分信号转换电路

用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出波形，如图 10-16 所示。由图可见，示波器 A、B 通道都输出正弦波。示波器 B 通道为原输入的幅度 0.1V、频率 1kHz 的正弦波信号，A 通道的正弦波是被放大 10 倍后的同频率正弦波。

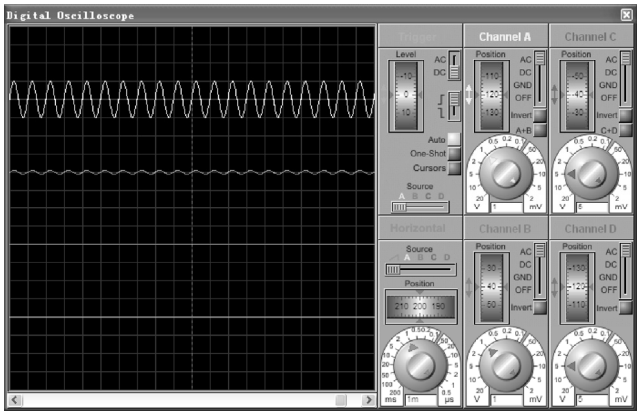


图 10-16　由 CFA 运算放大器构成的单端-差分信号转换输入/输出波形

单端-差分信号转换电路是说，从一个端口输入信号，从两个端口输出信号，这个双端是指电阻 R_L 两端。

10.5　CFA 构成的宽带高速数据放大器

数据放大器，即仪表放大器，又称仪用放大器、精密放大器或测量放大器，常用于弱信号放大。对数据放大器的要求即对仪表放大器的要求。要求它具有输入阻抗高、共模抑制比高；低漂移；低噪声；高增益稳定度、高增益线性及足够的频带宽度等优良性能。在本书的第 2 章，我们已经介绍过数据放大器。那里的数据放大器是由两个（或三个）电压模式运算放大器构成的，这里的数据放大器要由两个（或三个）电流模式运算放大器构成。在本书第 2 章，我们已介绍过两个电压模式运算放大器构成的高输入电阻差分放大器。仿照其电路形式，把图中电压模式运算放大器改为 CFA，则得如图 10-17 所示的数据放大器。既考虑差模输入，又考虑共模输入，电路的输出电压为

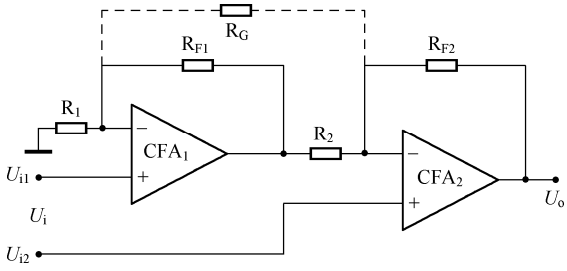


图 10-17　CFA 构成的数据放大器

$$U_o=\left(1-\frac{R_{F1}R_{F2}}{R_1R_2}\right)U_{ic}-\frac{1}{2}\left(1+\frac{2R_{F2}}{R_2}+\frac{R_{F1}R_{F2}}{R_1R_2}\right)U_{id} \tag{10-9}$$

式中，第一项为共模输出，这是输出中所不需要的；第二项为差模输出，这是所需要的输出。如果要抑制共模输出，使 CMRR 为 ∞，应取

$$\frac{R_{F1}R_{F2}}{R_1R_2}=1$$

电压模式运算放大器选 $R_1=R_{F2}$，$R_2=R_{F1}$ 来达到 $\frac{R_{F1}R_{F2}}{R_1R_2}=1$。但对 CFA 而言，$R_F$ 决定带宽。为满足 $\frac{R_{F1}R_{F2}}{R_1R_2}=1$，首先选 $R_{F1}=R_{F2}$，再选 $R_1=R_2=R_{F1}=R_{F2}$。满足 $\frac{R_{F1}R_{F2}}{R_1R_2}=1$ 后

$$U_o=\left(1+\frac{R_{F2}}{R_2}\right)U_{id}=-\left(1+\frac{R_{F1}}{R_1}\right)U_{id} \tag{10-10}$$

为了调节增益，改变 R_1或R_2，CFA 电路中 R_F 不能任意改变，因为改变 R_F 后带宽会变；如果单独改变 R_1或R_2，则电阻失配，从而使 CMRR 减小。为了便于调节增益，又不改变带宽且不使 CMRR 降低，在两个 CFA 反相端之间接入 R_G（图 10-17 中虚线所示）。R_G 的接入既不影响电路中电阻的匹配关系，也不影响电路的输入电阻和共模抑制比。加入 R_G 后，电路的输出电压为

$$U_o=\left(1+\frac{R_{F2}}{R_G/\!/R_2}\right)U_{i2}-\frac{R_{F2}}{R_2}U_{o1}-\frac{R_{F2}}{R_G}U_{i1} \tag{10-11}$$

在电阻匹配的条件下，$R_1=R_2=R_{F1}=R_{F2}=R_F=R$

$$U_o=\left(1+\frac{R_{F2}}{R_2}+\frac{2R_{F2}}{R_G}\right)(U_{i2}-U_{i1}) \tag{10-12}$$

加入 R_G 后数据放大器的放大倍数

$$A_{UF}=\frac{U_o}{U_{i2}-U_{i1}}=1+\frac{R_{F2}}{R}+\frac{2R_F}{R_G} \tag{10-13}$$

考虑电阻已匹配

$$A_{UF}=2+\frac{2R_F}{R_G} \tag{10-14}$$

改变 R_G 可调节 A_{UF}，且不降低共模抑制能力。

【例 10.6】 由 CFA 运算放大器构成的高速宽频带数据放大电路如图 10-18 所示。图中，U_1 和 U_2 均为 CFA 运算放大器 AD8001A，双电源±5V 供电，电阻 R_1=R_2=2.5kΩ，R_{F1}=R_{F2}=2.5kΩ，R_G=625Ω。从 U_{i1} 和 U_{i2} 处输入信号，从 U_o 处输出信号。

用 Proteus 交互仿真功能，可以测出电路的输出电压值，如图 10-18 所示。可见，当接在 U_{i1} 和 U_{i2} 之间的虚拟电压表显示 0.1V 时，接在 U_o 处的虚拟电压表显示-0.99V。表明电路放大倍数约为 10 倍。

根据数据放大器的放大倍数公式（10-14）可得

$$A_{UF}=2+\frac{2R_F}{R_G}=2+\frac{2\times2.5\times10^3}{625}=10$$

从上面结果可知，数据放大电路电压放大倍数计算值与实测值是比较吻合的。

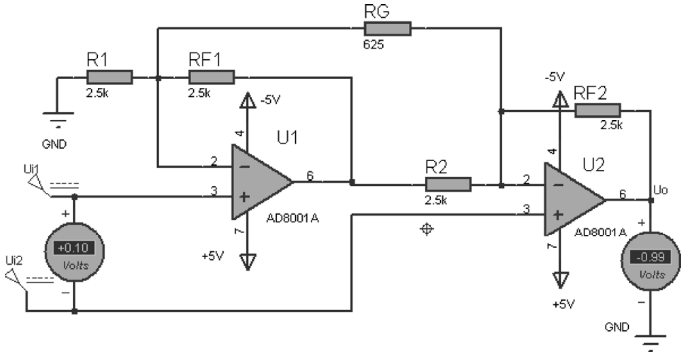


图 10-18　由 CFA 运算放大器构成的高速宽频带数据放大电路

10.6　CFA 运算放大器和 VFA 运算放大器性能比较

10.6.1　VFA 运算放大器——电压模式运算放大器 AD8047

集成运算放大器 AD8047 的特点：属于电压反馈运算放大器；低噪声，频率 100kHz 时输入噪声 5.2nV/$\sqrt{\text{Hz}}$；低失真；有一定带容性负载能力，最大 50pF；增益带宽积 250MHz；转换速率 750V/μs；使用的电源电压范围宽，为 ±3 ～ ±6V 。AD8047 有两种封装，其中一种是 8 引脚 PDIP 封装，其引脚排列如图 10-19 所示。

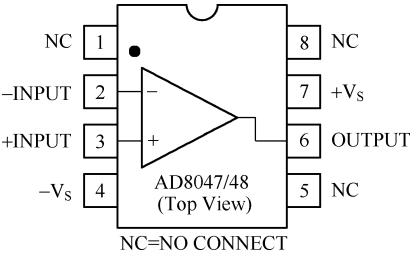


图 10-19　AD8047 引脚排列

【例 10.7】 图 10-20 是由集成运算放大器 AD8047AP 构成的同相输入放大电路。图中，AD8047AP 的电源电压为±5V，R_F=R_G=1kΩ，0.1μF 和 10.0μF 的电容是去除电源干扰的滤波电容。放大倍数 A=1+R_F/R_G。从 U_I 处输入信号，从 OUT 处输出电压。

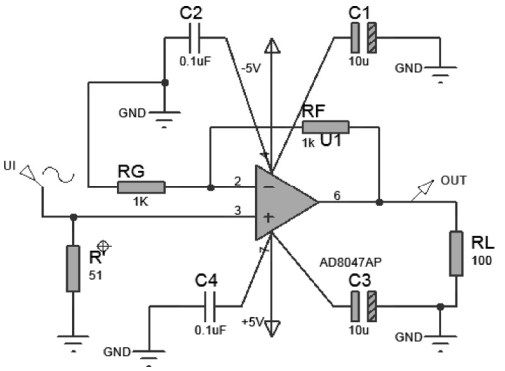


图 10-20　由集成运算放大器 AD8047AP 构成的同相输入放大电路

给 U_I 端输入幅度为 200mV、频率为 1kHz 的交流电压信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出放大电路的频率响应图，如图 10-21 所示。图中上面的黑线为幅频特性曲线，其增益为 6dB（对应放大倍数为 2），其上限截止频率 f_H（图中 3dB 水平线和黑线交叉点的频率）约为 110MHz。这表明电路在放大 2 倍时，频带宽度约为 110MHz。下面的红线为相频特性曲线，在大约 10MHz 以前，位相为 0。

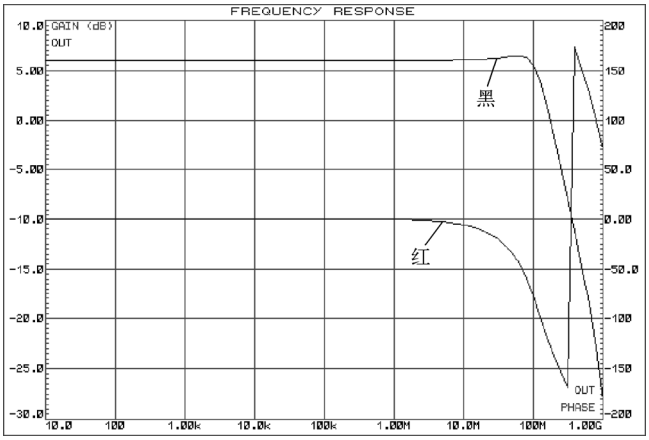


图 10-21　由集成运算放大器 AD8047AP 构成的同相输入放大电路频率响应图

维持 R_F=1kΩ的阻值不动，改变 R_G 的阻值分别为 100Ω，10Ω，重新仿真，并将测试结果填入表 10-1 中。由表可见，随着电阻 R_G 阻值的降低，放大倍数在增大，频带宽度在变窄，但放大倍数和带宽的乘积（增益带宽积，GBW）却维持不变。这正是电压反馈运算放大器的特点。

表 10-1　放大倍数和带宽关系的实测数据

放大倍数	+2	+10	+100
R_F/kΩ	1	1	1
R_G/Ω	1k	100	10
-3dB 时的带宽	120MHz	12MHz	1.2MHz

10.6.2　CFA 运算放大器——电流模式运算放大器 AD8011A

集成运算放大器 AD8011A 的特点：属于电流反馈运算放大器；低功耗；有良好的视频特性，即在 25MHz 以内增益平坦；低失真；可以带电容负载，最大 50pF；增益带宽积 300MHz；转换速率 2000V/μs；使用的电源电压范围宽，为 ±1.5 ～ ±6V；也可以采用单电源供电。AD8011A 有两种封装形式，8 引脚 DIP 和 SOIC 封装。AD8011A 的引脚排列如图 10-22 所示。

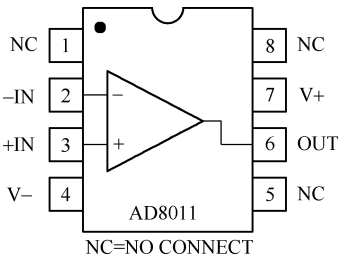


图 10-22　AD8011A 的引脚排列

【例 10.8】 图 10-23 是由集成运算放大器 AD8011A 构成的反相输入放大电路。图中，AD8011A 的电源电压为±5V，R_F=1kΩ，R_G=499Ω，R_T=54.9Ω。0.1μF 和 10.0μF 的电容是去除电源干扰的滤波电容。电路放大倍数 $A=-R_F/R_G$。从 U_I 处输入信号，从 OUT 处输出电压。

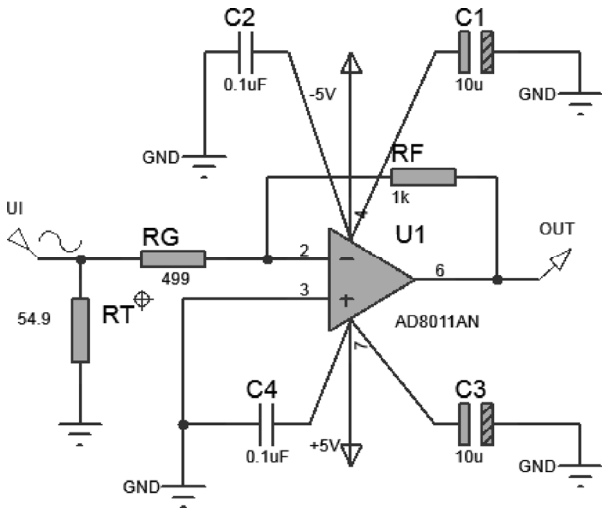


图 10-23　由集成运算放大器 AD8011A 构成的反相输入放大电路

给 U_I 端输入幅度为 200mV、频率为 1kHz 的交流电压信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出放大电路的频率响应图，如图 10-24 所示。图中上面的黑线为幅频特性曲线，其增益为 6dB（对应放大倍数为 2），其上限截止频率 f_H（图中 3dB 水平线和黑线交叉点的频率）约为 122MHz。这表明电路在放大 2 倍时，频带宽度约为 122MHz。下面的红线为相频特性曲线，在大约 10MHz 以前，位相为 180°。表示输出信号和输入信号是反相的。

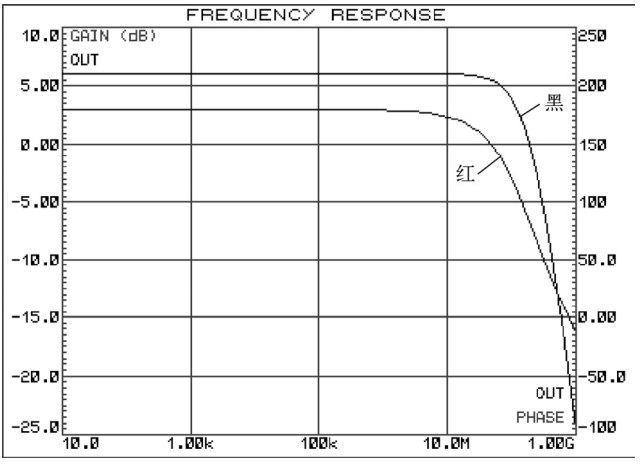


图 10-24　由集成运算放大器 AD8011A 构成的反相输入放大电路频率响应图

让电路中电阻采用以下两组阻值：①R_F=1kΩ，R_G=1kΩ，R_T=52.3Ω。②R_F=499Ω，R_G=49.5Ω，R_T=49.9Ω。重新仿真，并将测试结果填入表 10-2 中。由表可见，随着电路放大

倍数的增大，频带宽度并未变窄。这正是电流反馈运算放大器的特点。

表 10-2　放大倍数和带宽关系的实测数据

放大倍数	−1	−2	−10
R_F/Ω	1000	1000	499
R_G/Ω	1000	499	49.5
R_T/Ω	52.3	54.9	49.9
−3dB 时的带宽	131MHz	122MHz	131MHz

除本章外，其余各章介绍的运算放大器大都是属于电压模式运算放大器，它们的电压放大倍数和频带宽度的乘积（增益带宽积，GBW）是常数。电流模式运算放大器没有恒定的增益带宽积，它可以在较宽的增益范围内保持高带宽。

10.7　CFA 运算放大器的应用实例

10.7.1　CFA 运算放大器——600MHz、50mW 双通道放大器 AD8002

集成运算放大器 AD8002 的特点：属于电流反馈运算放大器；双通道；低功耗，每个放大器的最大功耗 50mW；有出色的视频特性，即在 60MHz 以内增益平坦；低失真；压摆率 1200V/μs；使用的电源电压为±5 V；也可以采用+12V 单电源供电。高输出驱动：输出电流超过 70mA。AD8002 有两种封装形式，8 引脚小型 DIP 和 8 引脚 SOIC 封装。AD8002 的引脚排列如图 10-25 所示。

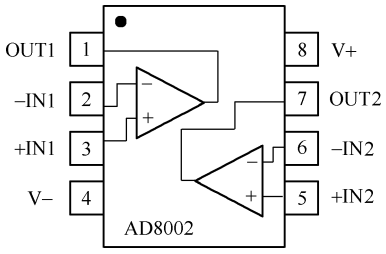


图 10-25　AD8002 的引脚排列

【例 10.9】 图 10-26 是由集成运算放大器 AD8002A 构成的同相输入放大电路。图中，AD8002A 的电源电压为±5V，R_F=R_G=750Ω，R_T=50Ω，R_2=100Ω。0.1μF 和 10.0μF 电容是去除电源干扰的滤波电容。根据同相输入放大电路放大倍数公式 A=1+R_F/R_G 知，A=1+750/750=2。从 U_I 处输入信号，从 OUT 处输出电压。

给 U_I 端输入幅度为 0.2V、频率为 1kHz 的交流电压信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出放大电路的频率响应图，如图 10-27 所示。图中上面的黑线为幅频特性曲线，其增益为 6dB（对应放大倍数为 2），其上限截止频率 f_H（图中 3dB 水平线和黑线交叉点的频率）约为 500MHz。这表明电路在放大 2 倍时，频带宽度约为 500MHz。下面的红线为相频特性曲线，在大约 100MHz 以前，位相为 0°。这表示输出信号和输入信号是同相的。

图 10-28 是同相电压放大电路输入/输出波形图，图中黑线是原输入的幅度 0.2V、频率 1kHz 的正弦波交流信号，红线是输出信号，可见输出信号还是同相的正弦波信号，只是幅度放大一倍（或放大倍数是 2）。

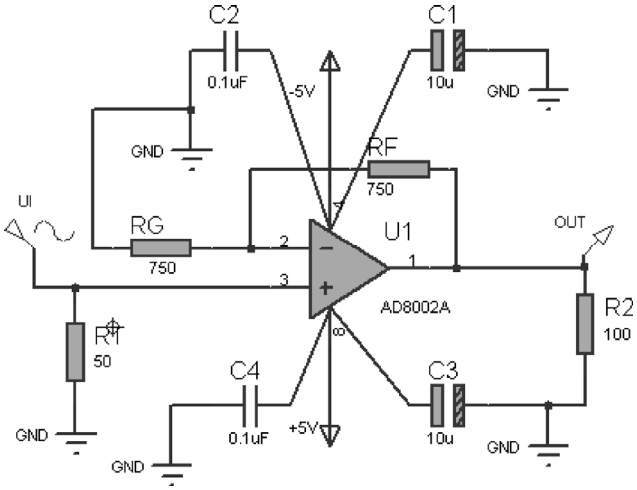


图 10-26　由集成运算放大器 AD8002 构成的同相输入放大电路

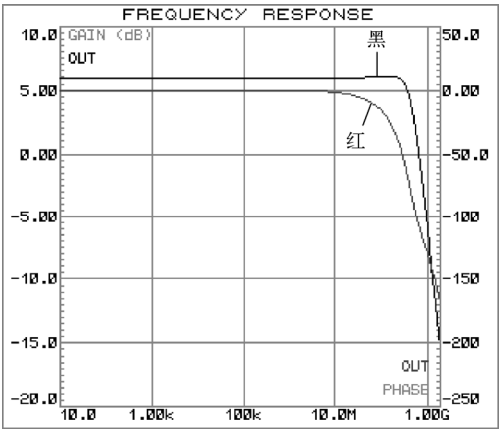


图 10-27　由集成运算放大器 AD8002 构成的同相输入放大电路频率响应图

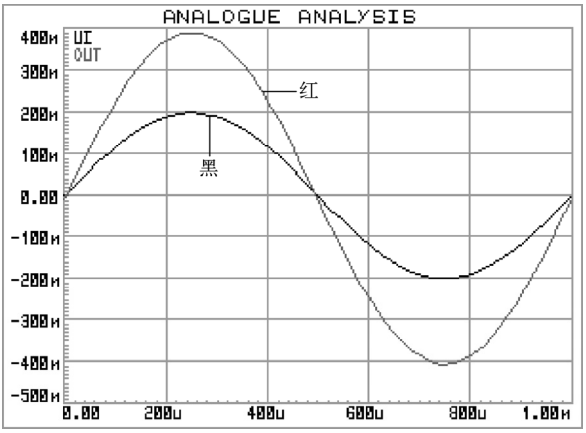


图 10-28　由集成运算放大器 AD8002 构成的同相输入放大器输入/输出波形图

10.7.2 CFA 运算放大器——3000V/μs、35mW 四通道放大器 AD8004

集成运算放大器 AD8004 的特点：属于电流反馈运算放大器；四通道；低功耗，每个放大器的功耗为 3.5mW；有良好的视频特性，即在 30MHz 以内增益平坦；低失真；压摆率 3000V/μs；使用的电源电压最高为±6V；也可以采用 4～12V 单电源供电。AD8004 有三种封装形式，两种 14 引脚小型 DIP 和 14 引脚 SOIC 封装。AD8004 的引脚排列如图 10-29 所示。

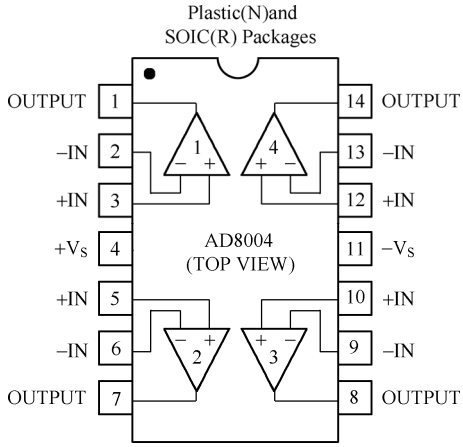


图 10-29 AD8004 的引脚排列

【例 10.10】 图 10-30 是由集成运算放大器 AD8004A 构成的反相输入放大电路。图中，AD8004A 的电源电压为±5V，R_F=499Ω，R_G=49.9Ω，R_1=50Ω。0.1μF 和 10.0μF 电容是去除电源干扰的滤波电容。根据反相输入放大电路放大倍数公式 $A=-R_F/R_G$ 知，A=−499/49.9=−10。从 U_I 处输入信号，从 OUT 处输出电压。

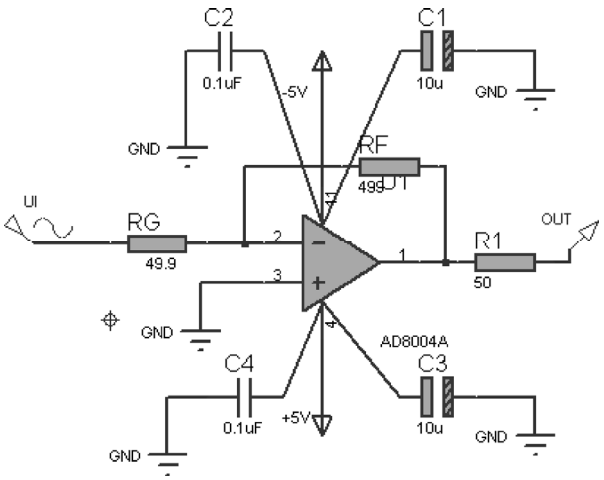


图 10-30 由集成运算放大器 AD8004 构成的反相输入放大电路

给 U_I 端输入幅度为 0.2V、频率为 1kHz 的交流电压信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出放大电路的频率响应图，如图 10-31 所示。图中的黑线为幅频特性曲线，其增益为 20dB（对应放大倍数为 10），其上限截止频率 f_H（图中 17dB 水平线和黑线交叉点的频率）约为 110MHz。这表明电路在放大 10 倍时，频带宽度约为 110MHz。红线为相频特性曲线，在大约 10MHz 以前，位相为 180°。表示输出信号和输入信号是反相的。

图 10-32 是反相输入放大电路输入/输出波形图，图中黑线是原输入的幅度 0.2V、频率 1kHz 的正弦波交流信号，红线是输出信号，可见输出信号是反相的正弦波信号，而且幅度放大 10 倍。

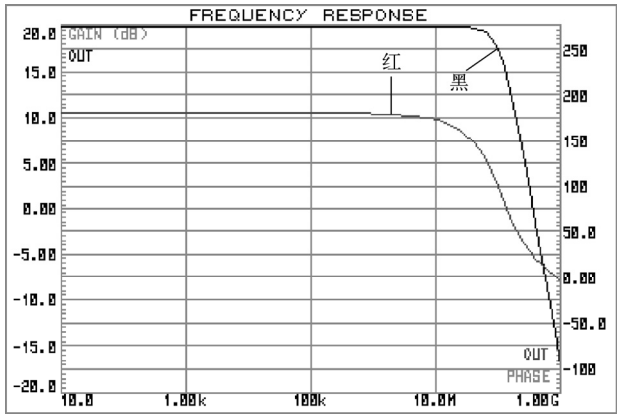


图 10-31　由集成运算放大器 AD8004 构成的反相输入放大电路频率响应图

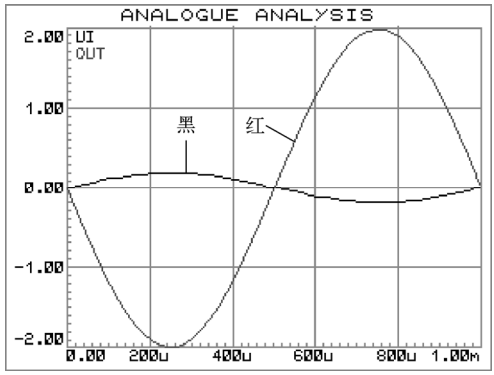


图 10-32　由集成运算放大器 AD8004 构成的反相输入放大电路输入/输出波形图

10.7.3　CFA 运算放大器——400μA 超低功耗、单通道高速放大器 AD8005

集成运算放大器 AD8005 的特点：AD8005 是一种超低功耗、高速放大器。属于电流反馈运算放大器；单通道；低功耗；电源电流：400μA；有良好的视频特性，即在 30MHz 以内增益平坦；低失真；低噪声；压摆率 280V/μs；使用的电源电压为 ± 5V；也可以采用+5V 单电源供电。AD8005 有三种封装形式，8 引脚 DIP、8 引脚 SOIC 和 5 引脚 SOT-23 封装。AD8005 的引脚排列如图 10-33 所示。

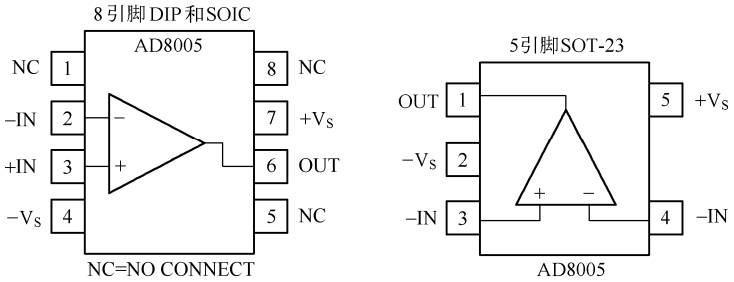


图 10-33　AD8005 的引脚排列

【例 10.11】 图 10-34 是由集成运算放大器 AD8005AN 构成的同相输入放大电路。图中，AD8005AN 的电源电压为±5V，R_F=R_G=3.01kΩ，R_T=50Ω，R_1=100Ω。0.1μF 和 10.0μF 电容是去除电源干扰的滤波电容。根据同相输入放大电路放大倍数公式 A=1+R_F/R_G 知，A=1+3.01/3.01=2。从 U_I 处输入信号，从 OUT 处输出电压。

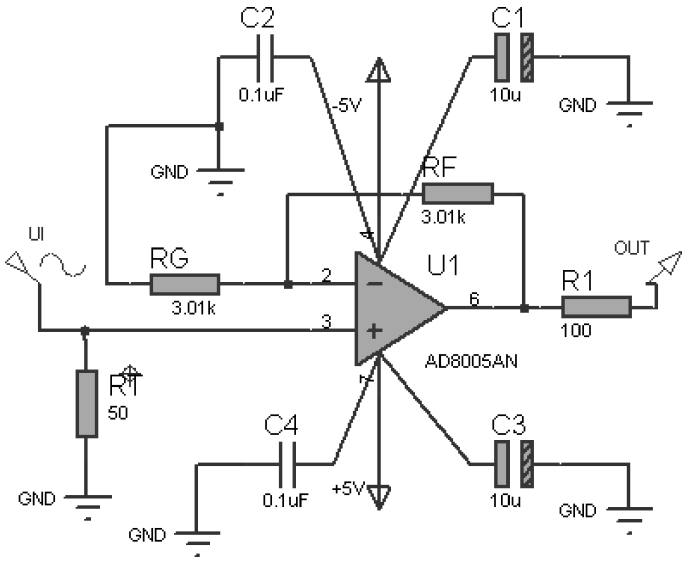


图 10-34 由集成运算放大器 AD8005 构成的同相输入放大电路

给 U_I 端输入幅度为 0.2V、频率为 1kHz 的交流电压信号，用 Proteus 图形仿真功能，可以绘出放大器电路的频率响应图，如图 10-35 所示。图中的黑线为幅频特性曲线，其增益为 6dB（对应放大倍数为 2），其上限截止频率 f_H（图中 3dB 水平线和黑线交叉点的频率）约为 200MHz。这表明电路在放大 2 倍时，频带宽度约为 200MHz。红线为相频特性曲线，在大约 10MHz 以前，位相为 0。这表示输出信号和输入信号是同相的。

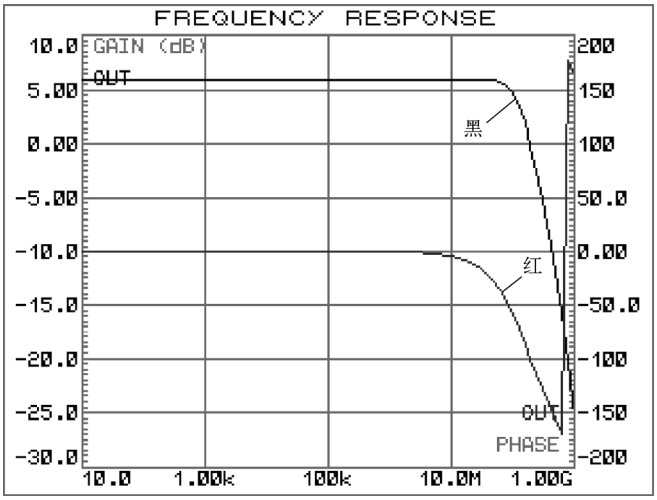


图 10-35 由集成运算放大器 AD8005 构成的同相输入放大电路频率响应图



（1）电压反馈运算放大器与电流反馈运算放大器的区别

☺ 带宽与增益：电压反馈运算放大器的−3dB 带宽由 R_1、R_F 和 gm（跨导）共同决定，这就是所谓的增益带宽积的概念，增益增大，带宽成比例下降。同时运算放大器的稳定性，由输入阻抗 R_1 和反馈阻抗 R_F 共同决定。而对于电流反馈运算放大器，它的增益和带宽是相互独立的，其−3dB 带宽仅由 R_F 决定，可以通过设定 R_F 得到不同的带宽。再设定 R_1 得到不同的增益。同时，其稳定性也仅受 R_F 影响。

☺ 压摆率：当信号较大时，压摆率常常比带宽更占据主导地位，比如同样用单位增益为 280MHz 的放大器来缓冲 10MHz，5V 的信号，电流反馈运算放大器能轻松完成，而电压反馈运算放大器的输出将呈现三角波，这是压摆率不足的典型表现。通常来说，电压反馈运算放大器的压摆率在 500V/μs 以下，而电流反馈运算放大器则拥有数千 V/μs。

（2）如何选择两类芯片

☺ 在低速精密信号处理中，基本看不到电流反馈运算放大器的身影，因为其直流精度远不如精密电压反馈运算放大器。

☺ 在高速信号处理中，应考虑设计中所需要的压摆率和增益带宽积；一般而言，电压反馈运算放大器在 10MHz 以下，低增益和小信号条件下会拥有更好的直流精度和失真性能；而电流反馈运算放大器在 10MHz 以上，高增益和大信号调理中表现出更好的带宽和失真度。当要求信号频率大于 10MHz 时，需要考虑选择电流反馈运算放大器。

（3）应用时需要注意的问题

☺ 电流反馈运算放大器当用于积分器时，电路不同于电压反馈运算放大器积分器。

☺ 电流反馈运算放大器在反馈电阻两端不能用并联电容的方法消除振荡。

☺ 电流反馈运算放大器的输出和反相输入端不能跨接电容。

☺ 电流反馈运算放大器的反馈电阻不能选择过大的值。

☺ 电流反馈运算放大器的反馈阻值会影响放大的稳定性和带宽。

☺ 电流反馈运算放大器不能用作电压跟随器。

☺ 单个单片电流反馈运算放大器不能构成差分放大器。

☺ 电流反馈运算放大器的压摆率比较高。

☺ 电流反馈运算放大器无增益带宽积这一参数。

☺ 电流反馈运算放大器的增益和闭环带宽可以分别设置。

☺ 电流反馈运算放大器的反馈电阻有一个最佳值，既可以保证最大带宽，也可以保证稳定的放大，不会产生振荡。

☺ 电流反馈运算放大器的同相输入和反相输入的计算公式和电压反馈运算放大器的相同。

☺ 由于电流反馈运算放大器的同相端和反相端的不对称，其共模抑制能力较电压反馈运算放大器差，CMRR 较低。

☺ 电流反馈运算放大器多用于高频率及大信号处理及传输驱动，低频及小信号很少用 CFA 运算放大器。

第 11 章　参考电压芯片的应用

在包括运算放大器在内的模拟电路应用中，基准电压源芯片，又称参考电压芯片，是一种不可或缺的电子器件。本章将介绍几则常用参考电压芯片的使用方法。

基准电压源通常是指在电路中用作电压基准的高稳定度的电压源，理想的基准电压源不受电源和温度的影响，比普通电源具有更高的精度和稳定性。

所有模数转换器（ADC）和数模转换器（DAC）都需要一个基准信号，通常为电压基准。ADC 的数字输出表示模拟输入相对于它的基准的比率；DAC 的数字输入表示模拟输出相对它的基准的比率。有些转换器有内部基准，有一些转换器需要外部基准。不管怎样，所有转换器都必须有一个电压（或电流）基准。除用作 A/D 或 D/A 转换外，精密的电压基准也用到一些电子设备中。普通的稳压电路虽说可以作为基准电压源用，但它有电压稳定性差、温度系数大、噪声电压高等缺点，使一般的稳压电路不能作为高精度的基准电压源。

衡量基准电压源质量等级的关键技术指标是电压温度系数，它表示由于温度变化而引起输出电压的漂移量，简称温漂。基准电压源温漂通常在 0.2～100ppm/℃（1ppm=1×10^{-6}）之间，温漂大于 100ppm/℃就不能称为基准电压源了。

基准电压源更注重于输出电压的“稳定”和“准确”，而不注重其负载能力。基准电压源可以由集成运算放大器搭建而成，也有众多公司生产的集成基准电压源产品，如 AD 公司、TI 公司、BB 公司、MAXIM 公司和 LT 公司等。本章将介绍参考电压芯片使用的几则实用电路，它们是 AD780、AD581、AD584、AD587、TL431、LM385 和 AD680。

11.1　2.5V/3V 高精度电压参考电路 AD780

AD780 是一种能输出 2.5V/3V 两种电压的基准电源，其电压温度系数为 3ppm/℃。AD780 的引脚排列如图 11-1 所示。它的 2 引脚 V_{IN} 为输入引脚；6 引脚 V_{OUT} 为输出引脚；4 引脚 GND 为地；8 引脚 2.5/3.0V SELECT 为电压选择引脚，此引脚悬空时输出为 2.5V，此引脚接地时输出为 3.0V。

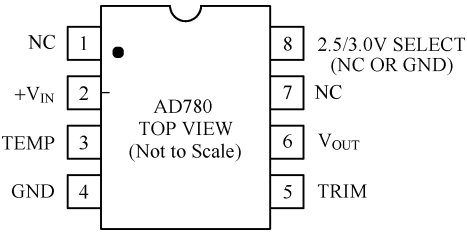


图 11-1　AD780 的引脚排列

【例 11.1】 图 11-2 所示为电压参考源 AD780 应用电路，图中电容 C_4 取 1μF。为了得到 3V 的电压输出，SEL 引脚接地，输入电压为+5V，输出端对地跨接一虚拟直流电压表。

通过 Proteus 交互仿真，可以测出电路的输出电压，如图 11-2 所示。由图可见，图中虚拟直流电压表显示+3.0V。把 SEL 引脚由接地变为悬空，再测量一次，将出现如图 11-3 所示的结果，即虚拟直流电压表显示+2.5V。由此可知，电压参考源 AD780 在适当的外围电路配合下，确实能输出 2.5V/3V 电压。

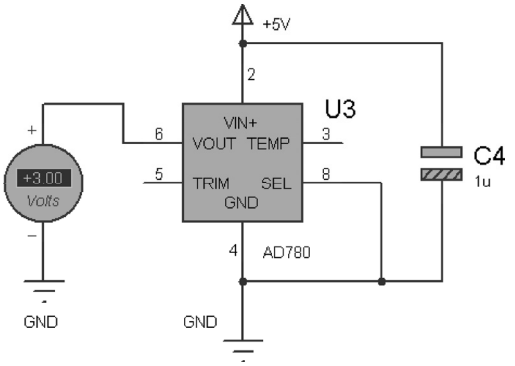


图 11-2　电压参考源 AD780 应用电路

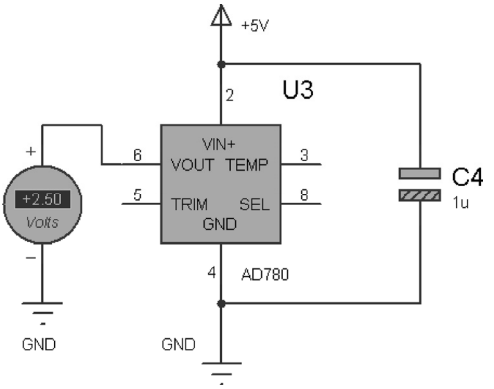


图 11-3　电压参考源 AD780 应用电路测试图

11.2　10V 高精度电压参考电路 AD581

AD581 是一种能输出 10V 电压的基准电源，其电压温度系数为 5～10ppm/℃。AD581 为 3 引脚 TO-5 封装，其底视图和接线法如图 11-4 所示。AD581 的输入电压为+12V～+40V。

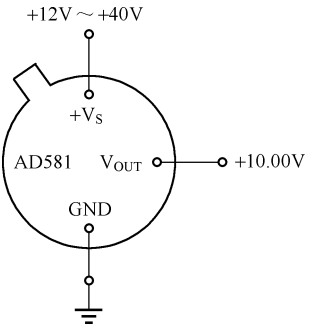


图 11-4　AD581 底视图及接线法

【例 11.2】 电压参考源 AD581 应用电路如图 11-5 所示，图中输入电压为+12V，在输出 V_{OUT} 和+12V 电源之间接一电阻 R_1，稳压器输出端对地跨接一虚拟直流电压表。

通过 Proteus 交互仿真，可以测出电路的输出电压，如图 11-5 所示。由图可见，图中虚拟直流电压表显示+10.00V。表明 AD581 应用电路可以输出 10V 电压。

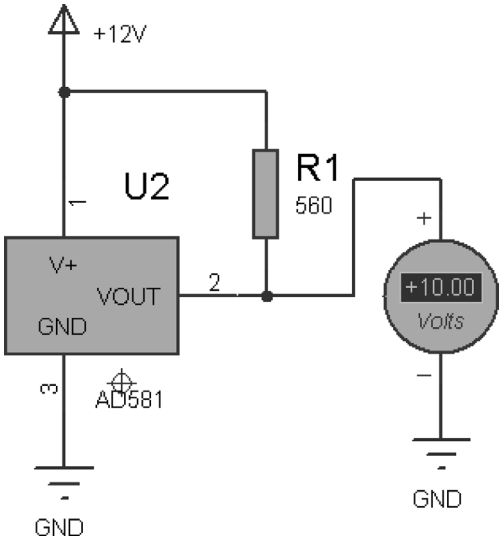


图 11-5　电压参考源 AD581 应用电路

11.3　具有四个不同输出电压的高精度电压参考电路 AD584

AD584 是一种能输出 10.0V、7.5V、5.0V、2.5V 四个不同输出电压的高精度电压参考源，其电压温度系数为 5～15ppm/℃。AD584 有两种封装形式，分别是 8 引脚 TO-99 封装和 8 引脚 DIP 封装，其引脚排列如图 11-6 所示。

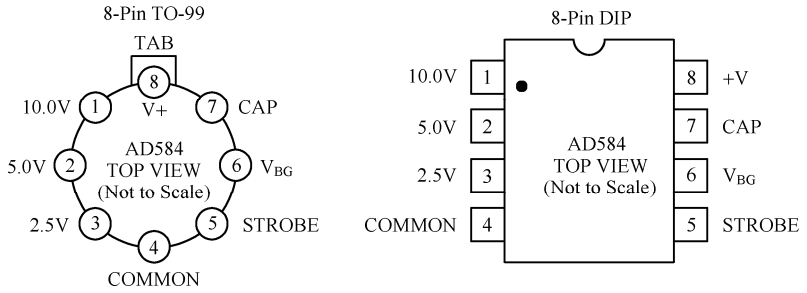


图 11-6　AD584 两种封装形式及其引脚排列

【例 11.3】 电压参考源 AD584 应用电路如图 11-7 所示，图中输入电压为+12V，7 引脚 CAP 和 6 引脚 V_{BG} 之间的电容 C_4 起滤波作用，C_4=0.1μF。AD584 的电压输出端 1、2、3 引脚对地各接一虚拟直流电压表。

通过 Proteus 交互仿真，可以测出电路的输出电压，如图 11-7 所示。由图可见，AD584 的电压输出端 1、2、3 引脚所接虚拟直流电压表依次显示+10.0V、+5.00V 和+2.50V。

剩下的 7.50V 从哪儿输出来呢？这要改变一下接线，把第 2 引脚和第 3 引脚连接在一起，重新运行，接在第 1 引脚上的电压表就会显示+7.50V，如图 11-8 所示。

至此，电压参考源 AD584 应用电路输出了 10V、7.5V、5.0V、2.5V 四个不同电压。

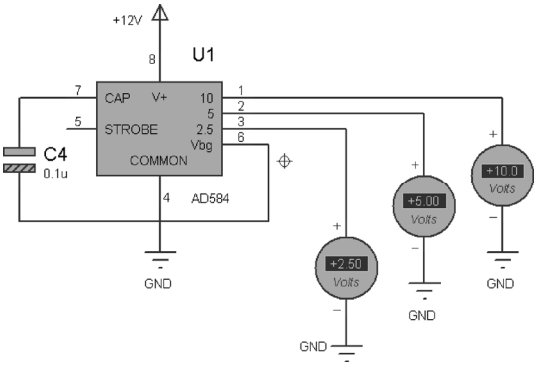


图 11-7　电压参考源 AD584 应用电路（1）

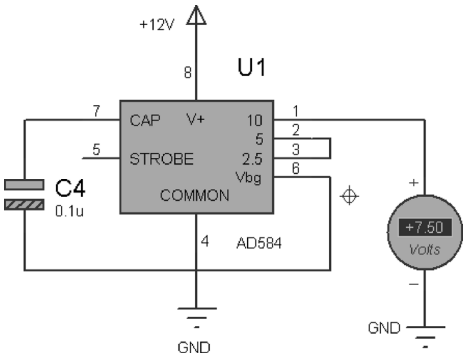


图 11-8　电压参考源 AD584 应用电路（2）

11.4　10V 高精度电压参考电路 AD587

AD587 是一种能输出 10V 电压的基准电源，其电压温度系数为 5ppm/℃。AD587 为 8 引脚 DIP 封装，其引脚排列如图 11-9 所示。它的 2 引脚 V_{IN} 为输入引脚；6 引脚 V_{OUT} 为输出引脚；4 引脚 GND 为地；TP* 引脚为工厂测试引脚。AD587 的输入电压为+3.6～+36V。

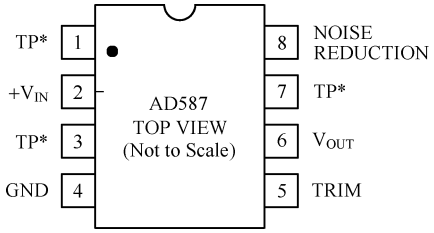


图 11-9　AD587 引脚排列

【例 11.4】 电压参考源 AD587 输出+10V 的应用电路如图 11-10 所示，图中输入电压为+12V，在输出 V_{OUT} 和+12V 电源之间接一电阻 R_1=560Ω，稳压器输出端对地跨接一虚拟直流电压表。

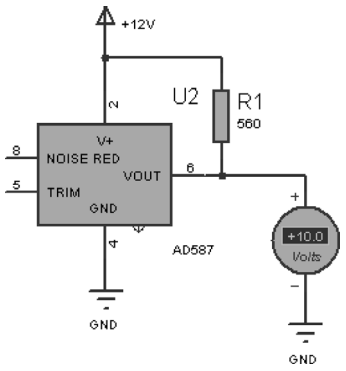


图 11-10　电压参考源 AD587 应用电路

通过 Proteus 交互仿真，可以测出电路的输出电压，如图 11-10 所示。由图可见，图中虚拟直流电压表显示+10.0V。

基准电压参考源 AD587 芯片除能提供+10V 基准电压外，还可提供-10V 基准电压。以下就是一个提供-10V 基准电压的例子。

【例 11.5】 电压参考源 AD587 提供−10V 基准电压应用电路如图 11−11 所示，图中输入电压为+15V，输出端 V_{OUT} 接地，在 GND 端经一个电阻 R_1=1kΩ后和−15V 电源相连。在 U_O 点对地接一电容 C_1=1nF，在 U_O 点测试输出电压。

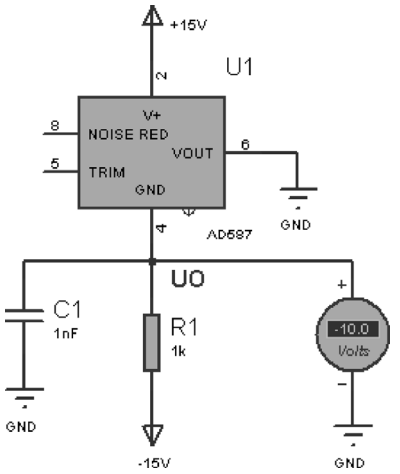


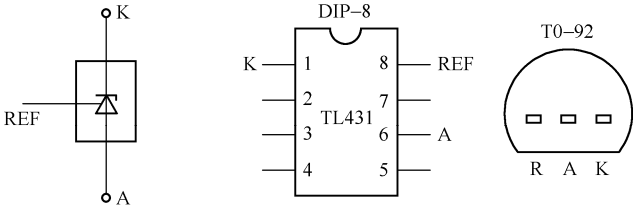
图 11−11　电压参考源 AD587 提供−10V 基准电压应用电路

通过 Proteus 交互仿真，可以测出电路的输出电压，如图 11−11 所示。由图可见，图中虚拟直流电压表显示−10.0V。

至此，我们知道电压参考源 AD587 应用电路能输出了+10V 和−10V 基准电压。

11.5　可调式精密电压参考电路 TL431

TL431 是一种可调式基准电压集成电路，其主要特点是：可调输出电压范围大，为 2.5～36V；输出阻抗较小，约为 0.2Ω；电压温度系数为 30ppm/℃。TL431 的外部等效图和引脚配置图如图 11−12 所示。



（a）外部等效图　　（b）引脚配置图

图 11−12　TL431 的外部等效图和引脚配置图

电压基准电路 TL431 既可输出固定电压 2.5V，又可输出可变电压。

【例 11.6】 图 11−13 是电压参考源 TL431 应用电路之一——输出固定电压 2.5V 电路。图中输入电压为+12V，TL431 的 1 引脚 REF 和 3 引脚相连，作为电压输出端，并对地接一虚拟直流电压表。

通过 Proteus 交互仿真，可以测出电路的输出电压，如图 11-13 所示。由图可见，输出端所接虚拟直流电压表显示+2.49V。

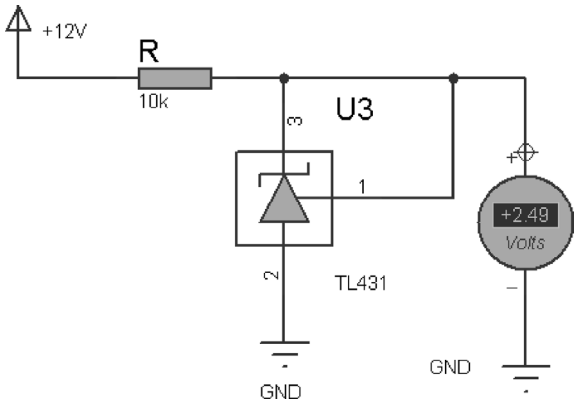


图 11-13　电压参考源 TL431 应用电路之一

【例 11.7】 图 11-14 是电压参考源 TL431 应用电路之二——输出可变电压电路。图中输入电压仍为+12V，R_1=R_2=10kΩ，电压输出端对地接一虚拟直流电压表。

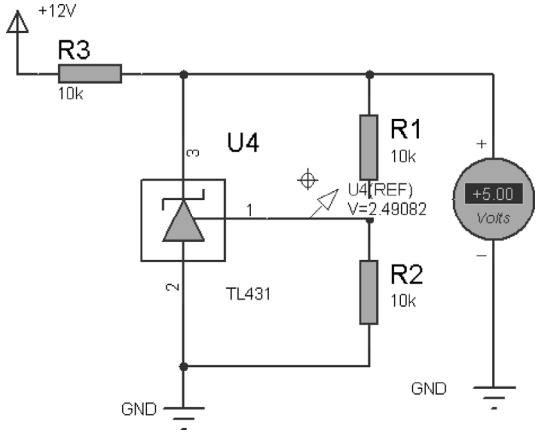


图 11-14　电压参考源 TL431 应用电路之二

通过 Proteus 交互仿真，可以测出电路的输出电压，如图 11-14 所示。由图可见，输出端所接虚拟直流电压表显示+5.00V。这种电路的输出电压是可调的——通过改变 R_1 和 R_2 阻值，输出电压计算公式是

$$U_{\mathrm{o}}=\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\times U_{\mathrm{ref}}$$

式中 U_{ref} 是接在 TL431 第 1 引脚的参考电压，本例中 U_{ref} =2.5V。把电阻阻值代入上述公式得

$$U_{\mathrm{o}}=\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\times U_{\mathrm{ref}}=\left(1+\frac{10\times10^3}{10\times10^3}\right)\times2.5\mathrm{V}=5.0\mathrm{V}$$

可见，输出电压实测值和理论计算值是完全吻合的。

11.6 微功耗电压基准二极管 LM285/LM385

LM285/LM385 是一种微功耗电压基准二极管，设计工作在 10～20μA 的宽电流范围内。LM285/LM385 为低成本的 TO-226AA 塑料封装，有两种电压规格，1.235V 和 2.500V。LM285 和 LM385 的差别，仅是工作温度的范围不同，LM285 的工作温度范围是 -40～+85℃，LM385 的工作温度范围是 0～+70℃。

LM285/LM385 的引脚排列如图 11-15 所示。它有两种封装，在 DM 封装的左图中，它的 4 引脚 ANODE 为阳极；6 引脚和 8 引脚 CATWODE 为阴极。在 LP 封装的右图中，它的 1 引脚 ANODE 为阳极；2 引脚 CATWODE 为阴极，其余的引脚都不用接。

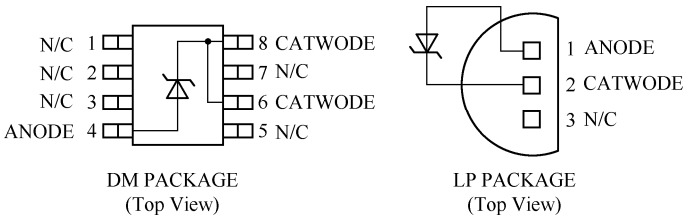


图 11-15 LM285/LM385 的引脚排列

【例 11.8】 电压基准二极管 LM385 输出 1.24V 的应用电路如图 11-16 所示，图中电阻 R_1 取 500kΩ，电源电压为+9V，输出端 A 点对地跨接一虚拟直流电压表。

通过 Proteus 交互仿真，可以测出电路的输出电压，如图 11-16 所示。由图可见，图中 A 处的虚拟直流电压表显示+1.24V。

【例 11.9】 电压基准二极管 LM385 输出+5.00V 的应用电路如图 11-17 所示，图中电阻 R_1=50kΩ，R_2=120kΩ，R_3=364kΩ，电源电压为+9V，输出端 A 点、B 点对地各跨接一虚拟直流电压表。

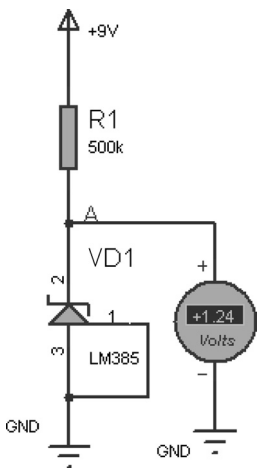


图 11-16 电压基准二极管 LM385 输出 1.24V 的应用电路

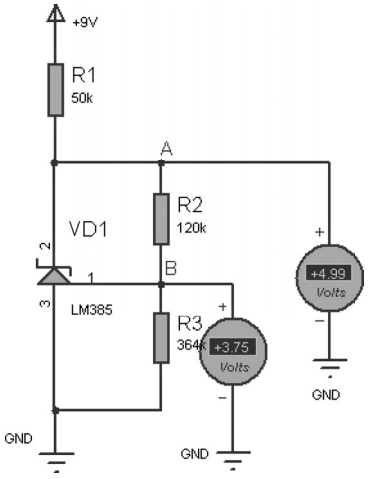


图 11-17 电压基准二极管 LM385 输出 5.0V 的应用电路

通过 Proteus 交互仿真，可以测出电路的输出电压，如图 11-17 所示。由图可见，图中 A 处的虚拟直流电压表显示+4.99V，B 处的电压表显示+3.75V。

11.7　低功耗、低成本电压参考电路 AD680

AD680 是一种能输出 2.5V 电压的基准电压源，其电压温度系数为 20ppm/℃。它的输入电压范围是 4.5～36V，它有三种封装形式，第一种是 8 引脚塑料 DIP 封装，第二种是 8 引脚 SOIC 封装，第三种是 3 引脚的 TO-92 封装。AD680 的三种封装引脚排列如图 11-18 所示。它的 $+V_{IN}$ 为输入电压引脚；V_{OUT} 为输出电压引脚；GND 为地。

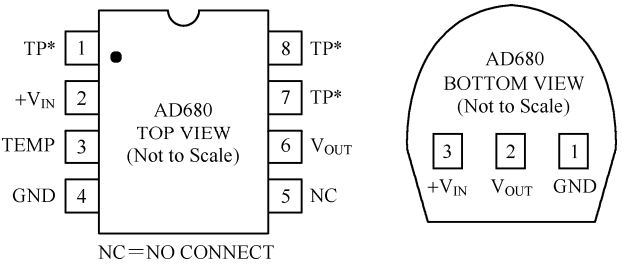


图 11-18　AD680 的引脚排列

【例 11.10】 图 11-19 所示为电压参考源 AD680 应用电路，共有两个电路，其中一个加+5V 电源电压；另一个不加电源电压，输入电压引脚对地接一个电容。输入电压均为+8V，输出端对地都跨接一虚拟直流电压表。

通过 Proteus 交互仿真，可以测出电路的输出电压，如图 11-19 所示。由图可见，图中两个虚拟直流电压表都显示+2.5V。可见，不论加电源电压的还是不加电源电压的，电压参考源 AD680 都能输出 2.5V 电压。

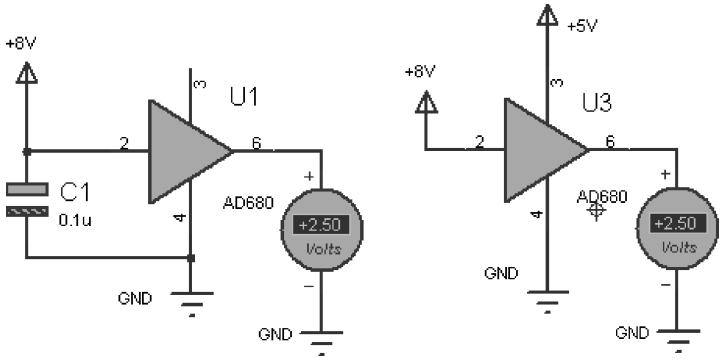


图 11-19　电压参考源 AD680 应用电路



在包括运算放大器在内的模拟电路应用中，基准电压源芯片是一种不可或缺的电子器件。本章共介绍了 7 个基准电压源芯片的使用方法。这 7 个基准电压源芯片依次是 AD780、AD581、AD584、AD587、TL431、LM385 和 AD680。

参 考 文 献

1. 杨素行. 模拟电子技术基础简明教程[M]. 3 版. 北京：高等教育出版社. 2006.
2. 华成英等. 模拟电子技术基础[M]. 4 版. 北京：高等教育出版社. 2006.
3. 王可恕. 模拟集成电路原理和应用[M]. 北京：电子工业出版社. 2009.
4. 刘树棠等译. 基于运算放大器和模拟集成电路的电路设计[M]. 3 版. 北京：西安交通大学出版社. 2004.
5. 林凌等. 放大器基础知识与运算放大器应用 800 问[M]. 北京：电子工业出版社. 2015.
6. 杜树春. 基于 Proteus 和 Keil C51 的单片机设计与仿真[M]. 北京：电子工业出版社. 2012.
7. 杜树春. 基于 Proteus 的数字集成电路快速上手[M]. 北京：电子工业出版社. 2012.
8. 杜树春. 基于 Proteus 的模拟电路分析与仿真[M]. 北京：电子工业出版社. 2013.
9. 杜树春. 基于 Proteus 的电路基础知识快速上手[M]. 北京：电子工业出版社. 2014.
10. 杜树春. 集成运算放大器应用经典实例[M]. 北京：电子工业出版社. 2015.